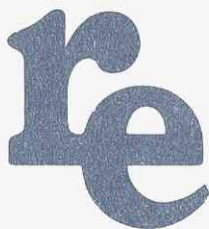


RE radioelektronik

4-5'82

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT  SIGMA



Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. E0/4/K/82

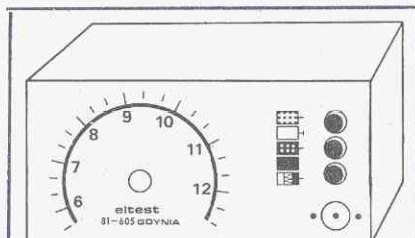
„PMS elektronik” projektuje i wykonuje na zamówienie, w oparciu o najnowsze technologie, elektroniczną aparaturę kontrolno-pomiarową: multimetry, falomierze, generatory itp. oraz specjalistyczny sprzęt elektroniczny z zakresu automatyki i sterowania. „PMS elektronik” ul. Legionowa 23, 00-343 Warszawa. E0/620/K/81

Efekty elektroniczne oraz wzmacniacze do gitar, oryginalne zestawy do gitary basowej, aparatury wokalne, kompletne nagłośnienia oferuje: „ELEKTRONIKA MUZYCZNA” – inż. Jerzy Wroński, ul. Przybyszewskiego 113, PL 93-110 Łódź, tel. 497-18. Zainteresowanym wysyłamy informację. E0/738/K/81

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 200 zł/szt. – wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź. E0/2/K/82

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynnik, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 220 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, skr. poczt. 344, 90-950 Łódź 1. E0/173/K/82

Sprzedam gwarantowanej sprawności zachodnie układy pochodzące z demontażu: 4051, 4099 – 200 zł, MC4027, MEM780P (4 x MOSFET), 9334 – 300 zł, LM339 – 350 zł. Paweł Owczarek, Magdaleny 13, 93-423 Łódź. E0/197/K/82



GENERATOR TV OBRAZÓW biała krata-kropki-gradacja-biel-tło cena 8000 zł

Dostarczany także w zestawach do montażu.

Ceny zestawów 2000 zł i 3200 zł

Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re”

GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń:

VIDEO-TEST telewizyjny – cena 590 zł

FONO-LUX radiowy – cena 580 zł

Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.

Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.

ELTEST 81-605 Gdynia, ul. Słoneczna 64

E0/3/K/82

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 1
Nowa technika i technologia
Stereofonia na falach średnich – Andrzej Ługowski 4

ELEKTROAKUSTYKA
Samochodowy wzmacniacz o zwiększonej mocy – Andrzej Biedka 7

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE
Generator funkcyjny z układem scalonym ICL8038 – cz. II – Paweł Dziubiński, Ludwik Bruno-Kamiński 10
Woltomierze cyfrowe z układami scalonymi ICL7107 i ICL7106-Intersil – Jan Stenzel 33
Próbnik stanów logicznych – Tadeusz Rydzewski okt. IV
Zasilacze do regeneracji baterii – Janusz Justat 16
Elektroniczna kostka do gry – Zdzisław Tkaczyk 30
Regulator napędu elektrycznego wózka inwalidzkiego 46
Wskaźnik poziomu cieczy – Zdzisław Tkaczyk 48

RADIOKOMUNIKACJA
Minitransceiver SSB „Bartek” na pasmo 80 m – Andrzej Janeczek 19

PRZEGŁĄD SCHEMATÓW
Wzmacniacz stereofoniczny Hi-Fi Traviata WS-301S 23

TECHNIKA CYFROWA
Układ scalony 555 – Janusz Rezier 36

TECHNIKA RITV
Dziesięć gier telewizyjnych z zastosowaniem układu scalonego AY-3-8610 – Janusz Gajewicz 40
Zdalne przełączanie kanałów w odbiorniku telewizyjnym – Andrzej Koźmiński okt. IV

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 43

RÓŻNE
Książki nadesłane do redakcji okt. III

ELEKTRONIKA DOMOWA

WYDAWNICTWO
ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA



SIGMA

CHASOPISIA I KSIĄŻKI TECHNICZNE

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Tel. 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nac. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; z-ca red. nac. – inż. Janusz Justat; sekretarz redakcji – Eugenia Grudzińska; redaktorzy działów: dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Jerzy Węglewski SP6WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.

Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło

Redaktor techniczny – Henryk Wiczorek

Okładkę projektował – Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują: Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch” od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach – uzgadniając sposób dostawy lub odbioru zamówionej prasy; dotychczasowi prenumeratorzy indywidualni w miastach mogą zamawiać czasopisma przez macierzyste zakłady pracy. Zamówienia zbiorowe wraz z załączonymi (do wglądu) dowodami wpłaty prenumeraty pocztowej na rok 1981, należy złożyć we właściwym terytorialnie oddziale RSW obsługującym dany zakład pracy w tzw. prenumeracie instytucjonalnej; urzędy pocztowe na wsi i wiejscy doręczyciele – od instytucji i zakładów pracy zlokalizowanych na terenie wiejskim oraz od osób fizycznych mieszkających na tych terenach.

Przedpłaty są przyjmowane w terminach: do 25 listopada – na rok następny, I kwartał i półrocze; do 10 marca – na II kwartał; do 10 czerwca – na II kwartał i II półrocze; do 10 września – na IV kwartał.

Cena prenumeraty: rocznej 360 zł, półrocznej 180 zł, kwartalnej 90 zł.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O/M Warszawa, nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Złeczonej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego” w Warszawie. Zam. 2443/CD. Nakład 200000 egz. Z-31. Ark. druk. 6,5. Skład technika Linotron 505 TC. Cena 60 zł. Numer zamknięto 28.VI.1982 r.

■ **Liczba abonentów telefonicznych w świecie** wynosi już przeszło 500 mln. Na początku naszego wieku ich liczba wynosiła tylko 2 mln. Intensywny rozwój sieci telefonicznych trwa nadal, pochłaniając w rozwiniętych krajach 0,5...1,0% dochodu narodowego brutto.

■ Dotychczas opracowane zostały **dwa kompletne systemy płyt fonograficznych z zapisem cyfrowym** wraz z niezbędną aparaturą odtwarzającą. Są to: Philipsa compact-płyta z odczytem optycznym oraz mini-płyta systemu Teldec o zapisie mechanicznym. Oba systemy są już reklamowane i prezentowane na targach i wystawach międzynarodowych. Wybitni specjaliści z dziedziny fonografii przewidują, że systemy cyfrowe przeznaczone do szerokiego rozpowszechnienia będą się rozwijały dopiero po 1985 r.

■ **Zdaniem jednej z amerykańskich firm**, zajmujących się prognozowaniem (Macintosh Consultants), wartość wyrobów elektronicznych przypadająca rocznie na jednego mieszkańca świata zwiększy się z 89 dol. w 1981 r. do 192 dol. w 1991 r. Całkowita wartość wyrobów elektronicznych dostarczonych w ciągu roku na rynek światowy zwiększy się z 370 mld dol. do 850 mld dol. (w cenach porównywalnych). Obliczenia te dotyczą wszystkich głównych zastosowań urządzeń elektronicznych, a więc: sprzętu powszechnego użytku, sprzętu informatycznego i wszelkiego rodzaju komputerów, telekomunikacji, elektronicznych maszyn biurowych, elektroniki przemysłowej.

■ Kilkadziesiąt światowych firm telekomunikacyjnych prowadzi **doświadczenia z łączami światłowodowymi**. Ocenia się, że łączna długość eksperymentalnie pracujących łączy przekracza 20 000 km. Ogólnie przewiduje się bardzo burzliwy rozwój techniki światłowodowej w przyszłości, zarówno dla celów łączności dalekiej jak i w instalacjach lokalnych (przemysłowych, okrętowych, lotniczych itd.). W tym ostatnim przypadku zaletą tych instalacji jest mniejsza masa i odporność na zakłócenia pól elektromagnetycznych.

■ Coraz częściej demonstrowane są urządzenia podające wyniki obliczeń lub pomiarów za pomocą generowania odpowiednich słów i zdań. I tak, np. na Targach w Hanowerze w 1981 r. firma Telefunken demonstrowała **urządzenie**

ADES stanowiące przystawkę do zestawu Hi-Fi, za pomocą którego jest możliwe przekazanie 19 rozkazów wypowiedzianych do mikrofonu. Po odpowiednim przetworzeniu na sygnały elektryczne zestaw te powodują odpowiednie przełączenia i regulacje w zestawie Hi-Fi. Matsushita Electric demonstrował „mówiący” **kalkulator typu JE-1650U**. Kalkulator jest w stanie wymienić 31 słów w języku angielskim. „Wypowiedzi” kalkulatora podają wyniki obliczeń, bądź kwitują poszczególne kroki zadawanych obliczeń.

■ Wynaleziona kilkadziesiąt lat temu koncepcja głośnika jonowego, w którym funkcję membrany spełnia drgająca chmurka zjonizowanego gazu, wciąż jest podejmowana w celu jej wykorzystania w praktyce. Ostatnio firma Corona Acoustic (RFN) opracowała **wysokotonowy głośnik jonowy** przetwarzający pasmo 6...100 kHz. Podkreśla się, że masa drgającego gazu wynosi tylko jedną stutysięczną masy membrany głośnika kopułkowego, wobec czego czas narastania drgań jest znikomo mały. Niestety zasilanie układów głośnika pobiera w zależności od promieniowanej mocy 20...75 W.

■ U producentów sprzętu radiowego obserwuje się tendencję do budowy zwartych, stereofonicznych radiomagnetofonów przenośnych, zawierających również wbudowane zespoły głośnikowe. Przykładem tego jest **zestaw firmy ITT** (fot. niżej) zawierający odbiornik radiowy, dwa oddzielne magnetofony, dwa wbudowane mikrofony elektretowe oraz dwie kolumny głośnikowe. Dwa magnetofony umożliwiają wygodne nagrywanie

taśmy według własnego programu. Jeden magnetofon może służyć do rejestrowania audycji z radia lub głosów z otaczającej przestrzeni przez mikrofon, w dowolnej kolejności, drugi zaś do przegrywania ich na taśmie w uporządkowanej formie. Ostatecznemu programowi mogą towarzyszyć własne komentarze z mikrofonu dzięki wbudowaniu mieszacza, który delikatnie przytłumia nagranie podstawowe. Układ ten może być również wykorzystany do kopiowania nagrań. Przy odtwarzaniu urządzenie zapewnia realizację programu non stop, mianowicie: po odtworzeniu taśmy pierwszej włącza się automatycznie taśmę drugą i na odwrót. Konieczna jest jedynie stopniowa wymiana kaset. Cztery głośniki badają moc muzyczną o mocy 12 W. Natężenie dźwięku określa wskaźnik na szeregu LED'ów. Odbiornik odbiera na czterech zakresach fal. Całość z bateriami ma masę 5,5 kg.

■ Na początku br. wystrzelono **satelitę komunikacyjnego Inmarsat**, który zapewni łączność telefoniczną, telexową, facsimile i transmisji danych ze światowym systemem łączności, przyczyniając się w ten sposób do większej wygody podróży i do zwiększenia bezpieczeństwa na morzu. Planuje się pod koniec lat 80-tych w ramach Inmarsat usługi „czerwonego guzika”. W razie katastrofy pływająca boja elektroniczna nadawać będzie za pośrednictwem „gorącej linii” satelity sygnały SOS połączone z dokładnymi danymi o pozycji zaginionego statku. Inmarsat, międzynarodowa organizacja obejmująca 37 członków, podjęła przejęcia i rozszerzenia oferowanego przez amerykański Marisat systemu masowej łącz-



ności satelitarnej. Marisat dysponuje 10 kanałami telefonicznymi nad każdym z oceanów. Inmarsat zamierza stworzyć około 40 kanałów za pośrednictwem satelitów. Opłata za przeciętną rozmowę spadnie wówczas znacznie poniżej obecnej, wynoszącej 10 dol. 100 okrętów jest wyposażonych w stacje łączności satelitarnej, tj. 2 razy więcej niż w 1980 r., co umożliwia im nawiązywanie każdego rodzaju łączności automatycznej z dowolnym punktem na kuli ziemskiej, mającym łączność ze światową siecią telekomunikacyjną.

■ Firma Grundig przygotowuje **nowy odbiornik TVC z płaskim kineskopem** i przewiduje jego produkcję za 3-4 lata po cenie nie wyższej niż cena odbiornika z kineskopem konwencjonalnym. Odmienienie od modeli innych firm, ekran kineskopu Grundiga ma przekątną 20 cali, co stawia go w rzędzie współczesnych standardów użytkowych. Kineskop ma grubość zaledwie 10 cm i jego działanie jest oparte na świeceniu plazmowym. Nowy odbiornik połączy w sobie płaski kineskop z układami opartymi na technice cyfrowej, co jest nowym, znaczącym krokiem w rozwoju telewizji kolorowej.

■ Zachodniemiecka firma Telefunken i brytyjska Thorn-EMI postanowiły założyć wspólne przedsiębiorstwo z japońską firmą Victor Company of Japan (JVC) dla wylansowania w Europie produkcji **sprzętu do zapisu wizyjnego**. Uzgodnione również ewentualne włączenie do spółki francuskiej firmy Thomson-Brandt, jeśli nowa jej dyrekcja po nacjonalizacji firmy podejmie taką decyzję. Nowe przedsiębiorstwo będzie wytwarzać w oparciu o licencję JVC magnetowidy w RFN, gramowidy w Wielkiej Brytanii oraz – w przypadku akcesu Thomsona – amatorskie kamery telewizyjne we Francji.

■ W końcu 1981 r. została uruchomiona w Szwecji przez tamtejszą dyrekturę d/s telekomunikacji nowa służba łączności tekstowej **TELETEX**. System polegający na przesyłaniu tekstów, przetwarzaniu ich i gromadzeniu w pamięci, łączy abonentów posiadających terminale z ekranami ze sobą oraz z centralą Telex, która będzie z kolei połączona z centralami w innych krajach. W systemie szwedzkim użyto terminali ze specjalnym kineskopem produkowanym przez firmę Philips w Kanadzie i drukarki pochodzącej z wytwórni Philipsa w RFN. Dopuszcza się do systemu również terminale innych producentów, jeśli będą spełniać określone wymagania. Na ekranach terminalu pracującego u użytkownika można odtworzyć 417 znaków alfanumerycznych. Praca terminalu jest oparta na mikroprocesorze Z8002.

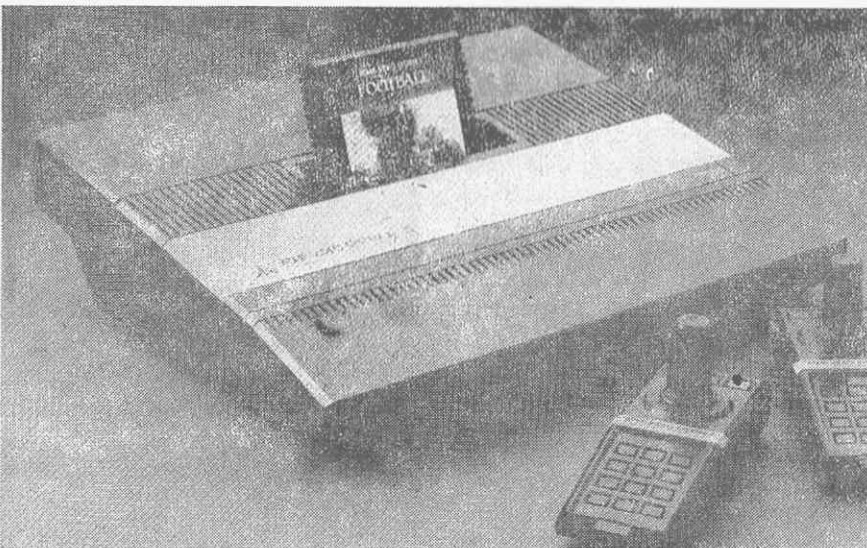
■ W wielu krajach towarzystwa telekomunikacyjne wprowadziły służbę przyzywania abonentów do telefonów (radio-paging) za pośrednictwem nieskomplikowanego odbiorniczka osobistego, informującego za pomocą prostego kodu o rodzaju przywołania. System korzysta z sieci nadajników, które mogą pokrywać swym zasięgiem cały kraj. Warunkiem upowszechnienia tego systemu jest jego normalizacja międzynarodowa. Grupa robocza CCIR (Międzynarodowy Komitet Doradczy ds. Radiofonii) pracująca nad opracowaniem normy międzynarodowej postanowiła w 1982 r. po raz pierwszy zaakceptować **radio-pagingowy system brytyjski TELECOM** jako standard rekomendowany międzynarodowo. System pozwala obsłużyć ponad 2 mln abonentów, wysyłając 1000 sygnałów przywołujących na minutę. System ten został przyjęty przez brytyjski zarząd łączności pod nazwą „Pocsag” jako podstawa dla krajowej sieci pagingowej.

■ Po pewnym zastoju, szczególnie na rynku europejskim, przemysł gier telewizyjnych nabrał nowego rozmachu. Przewiduje się, że w 1982 r. sprzedaż gier w USA wzrośnie dwukrotnie. Gry zostały uznane obok elektronicznej rejestracji obrazu, telewizji kolorowej i domowych komputerów za ważny czynnik kształtowania trybu życia rodzinnego Amerykanów, utrwalający domatorstwo. Atrakcyjność gier została zdecydowanie zwiększona po wprowadzeniu wymiennych kaset i czytników, dzięki czemu gry są bardziej urozmaicone i zawierają efekty dźwiękowe. Korzystają one z większej liczby pamięci typu ROM. Najpotężniejszy producent gier w USA – firma Atari (sprzedaż w 1981 r. wzrosła o 650 mln dol.) skonstruowała **super-grę** (fot. niżej), która dla zapewnienia większej różnorodności akcji

oraz lepszego obrazu jest zaopatrzona w 16-bitowy mikroprocesor. Jej cena wynosi 350 dol.

■ Amerykańska firma RCA opracowała **eksperymentalną kamerę do zdjęć w podczerwieni**, która rejestruje obrazy na matrycy złożonej z detektorów aluminowo-krzemowych. Matryca składająca się z 64×128 elementów, wykonana w ośrodku badawczym firmy w Princeton, ma parametry lepsze o rząd (czułość) w stosunku do dotychczasowych, w zakresie długości fali 3...5 μm . Kamera dysponuje rozdzielczością, która umożliwia zobrazowanie np. struktury naczyń krwionośnych ludzkiej ręki.

■ **Laboratorium „Sztucznej Inteligencji” w Cambridge (USA)** należące do MIT (Massachusetts Institute of Technology) ogłosiło rok 1982 rokiem robotów. Opierając się na funduszach z Marynarki Wojennej oraz z Agencji Zaawansowanych Projektów Badawczych postawiło ono sobie za cel dokonanie skoku jakościowego w „robotyce” i w tym celu zamierza zgromadzić w Cambridge ekspertów z tego zakresu zarówno z przemysłu jak i świata akademickiego. Przełomowy w wieloletnim wysiłku plan na rok 1982 obejmuje wiele seminariów i kursów szkoleniowych w MIT oraz wydanie czasopisma „International Journal of Robotics Research” w celu zgromadzenia w jednym miejscu literatury dotyczącej przedmiotu, obecnie rozproszonej w wielu publikacjach. Dwa główne cele, jakie stoją przed zespołem badawczym w najbliższych miejscach, to zbudowanie łącznie z układem kontrolnym robotów wielopalcowych, zaopatrzonych w czujniki dźwiękowe oraz opracowanie projektu języka programującego, operującego na wysokim poziomie, zorientowanego na „robotykę” o określonych zadaniach.



■ Instalowanie robotów w przemyśle amerykańskim napotyka na trudności w przeciwieństwie do rozwoju obserwowanego w tej dziedzinie w Japonii. Doświadczony specjalista z firmy Ford Motor, Dan Kuckens stwierdził na konferencji z zakresu „robotyki” w San Francisco, że roboty amerykańskie nie są przystosowane do długotrwałej pracy w warunkach przemysłowych. U Forda pracuje obecnie 13 robotów przy spawaniu: 8 na taśmie do samochodów Escort i Lynx, zaś 5 na taśmie do produkcji przyczep. Stanowisko pracy wyposażone w robota kosztuje 100 000 dol. Gdy robot „zachoruje” okres jego naprawy trwa od 1 godz. do 1,5 dnia. W czasie awarii robota konieczne jest zaangażowanie dodatkowo dwóch wyspecjalizowanych spawaczy, co często stwarza problemy menedżerskie. Robotnicy w USA widzą w robotach konkurentów, którzy grożą im zwolnieniem z pracy. Inaczej niż w Japonii, gdzie robotnicy odstępując robotom pracę uciążliwą i bardziej niebezpieczną z reguły przechodzą na stanowiska wymagające więcej inteligencji. Na konferencji ujawniono, że Japończycy w dalszym ciągu prowadzą bardzo dynamiczną politykę w zakresie „robotyzacji”, obejmując nią przemysł samochodowy i elektroniki powszechnego użytku. Japońskie Ministerstwo Handlu Zagranicznego i Przemysłu (MITI) zainicjowało program o nakładach wynoszących 150 mln dolarów, którego celem jest opracowanie w ciągu 7 lat robotów inteligentnych. W ramach tego programu powstanie organizacja rządowa dla wdrażania odpowiednimi partiami robotów do przemysłu. Zamiarem Japończyków jest również eksport robotów, jednakże nie oczekuje się do 1985 r. eksportu większego niż 15...20% własnej produkcji. Już ponad stu producentów zaangażowanych jest w technologii związanej z robotami, podczas gdy w USA jest ich tylko 20. Prognozy przewidują zainstalowanie w fabrykach montażowych Japonii około 1 mln robotów do roku 2000.

■ Firma AEG-Telefunken wprowadziła do sprzedaży nowy tranzystor mocy – **Darlington, typu BUX30AV**, specjalnie dostosowany do pracy impulsowej z obciążeniem indukcyjnym. Przecięcia powstające w elemencie indukcyjnym w momencie wyłączenia prądu stwarzają niebezpieczeństwo przebiecia złącza kolektorowego. Odporność na przepięcia zawdzięcza tranzystor BUX30AV oryginalnej konstrukcji (rys. obok), której najważniejszym elementem jest specjalna dioda Zenera D umieszczona między bazą i kolektorem w wspólnej płycie krzemowej (chip) z pozostałymi elementami. W momencie impulsowego zaniku sygnału sterującego, w elemencie indukcyjnym obwodu kolektora indukuje się wysokie na-



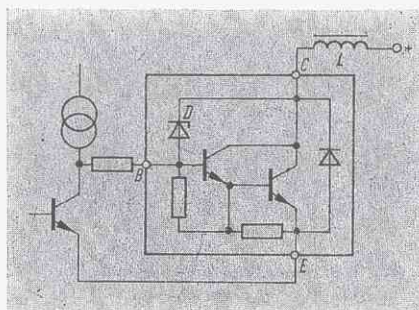
pięcie, którego wartość może znacznie przekraczać napięcie przebicia $U_{(BR)CEO}$ tranzystora. Dioda D, której napięcie Zenera jest odpowiednio niższe niż napięcie $U_{(BR)CEO}$, zaczyna przewodzić, powodując przepływ prądu do obwodu bazy, wystawiając ponownie tranzystor. Energia zgromadzona w elemencie indukcyjnym zostaje zamieniona w ciepło wydzielane w tranzystorze mocy. Tranzystor BU-X30AV jest przeznaczony do sterowania np. silników skokowych, samochodowych urządzeń zapłonowych, przekładników itp.

A oto ważniejsze parametry tranzystora: U_{CEO} 250...350 V, I_C 10 W, P_{tot} 90 W. Mogą być dostarczane również nie obudowane struktury tego tranzystora, przylutowane do płytek z ceramiki berylowej, przeznaczone do układów hybrydowych.

■ System „SIPASS” służący do przetwarzania danych osobowych, opracowany przez firmę Siemens a wykorzystywany w zakładach przemysłowych do kontroli czasu pracy, kontroli uprawnień do wejścia na teren strzeżony, rozliczeń bezgotówkowych należności w kantynach fabrycznych itp. znalazł obecnie nowe zastosowanie. Skonstruowano kolejną jego odmianę przeznaczoną dla bezobsługowych, pracujących całą dobę stacji benzynowych (fot. wyżej). Na stacji jest umiesz-

czony terminal-czytnik kart identyfikacyjnych będących w posiadaniu osób korzystających z tego systemu. Na karcie identyfikacyjnej (może ona być jednocześnie dowodem rejestracyjnym pojazdu) znajduje się warstwa magnetyczna, w której są zakodowane niezbędne dane, m.in. numer rejestracyjny pojazdu, rodzaj używanego paliwa itp. Terminal-czytnik współpracuje z dystrybutorami (maksimum 4), które mogą być jednocześnie wykorzystywane. Wyeliminowane są pomyłki związane z pobieraniem paliwa, ponieważ na karcie identyfikacyjnej jest zakodowany symbol właściwego rodzaju paliwa (np. benzyna normalna, super, mieszanka, olej napędowy). Z czytnika do pamięci centralnej maszyny cyfrowej systemu są przekazywane dane o ilości pobranego paliwa i należności, która obciąża konto użytkownika pojazdu; dodatkowo może być rejestrowany stan licznika kilometrów samochodu w momencie tankowania.

■ Firma amerykańska Westinghouse Electric Corp. postanowiła skorzystać z włoskiej technologii, której jakość została wypróbowana w konstrukcji robotów przemysłowych. Mianowicie na początku 1982 r. podpisała pięcioletnią umowę z włoską firmą Olivetti Sistemi per l'Automazione Industriale (z siedzibą w Turynie) na zakup 40 robotów SIGMA oraz zapewniła sobie wyłączną licencję na ich produkcję, sprzedaż i serwis w Północnej Ameryce. Sigma jest robotem o wysokiej wydajności, przeznaczonym do prac montażowych w zastosowaniach elektronicznych, elektromechanicznych i precyzyjnej mechaniki.



Stereofonia na falach średnich

ANDRZEJ ŁUGOWSKI

Idea nadawania programów stereofonicznych przez stacje emitujące do-tychczas wyłącznie audycje monofoniczne przy zastosowaniu modulacji amplitudy nie jest nowa. Przytoczmy główne argumenty jakie przedstawiają zwolennicy emisji stereofonicznej na falach średnich.

● Zgodnie z teorią modulacji amplitudy możliwe jest przesłanie w wstęgach bocznych dwóch różnych sygnałów w kanale radiowym o szerokości takiej, jaka jest wymagana do transmisji jednego sygnału. Przejście z emisji monofonicznej na stereofoniczną nie musi więc prowadzić do poszerzania dotychczas zajmowanego pasma częstotliwości.

● Podstawą stereofonii dwukanałowej jest wytwarzanie u odbiorcy wrażenia, że znajduje się przed „ścianą dźwięku”, w której może zlokalizować poszczególne źródła dźwięku. Największy udział w tworzeniu tego efektu mają sygnały o częstotliwości 400...1500 Hz. Tak więc stereofonia AM, mimo ograniczonego pasma ($\pm 4,5$ kHz), umożliwia w pełni uzyskanie efektu stereofonicznego.

● W przeciwieństwie do zakresu fal ultrakrótkich, nie występuje w zakresie fal średnich wielotorowość dróg propagacji fal radiowych prowadzących do zniekształceń dźwięku. Transmisja na falach średnich jest bardziej stabilna; niemal taka sama w terenie otwartym jak i w cieniu wysokich budynków.

● Zasięg stacji średnioletnowych jest większy niż stacji UKF, co ułatwia pokrycie programem stereofonicznym obszaru kraju.

Czy przesłanki na rzecz wprowadzenia stereofonii AM znajdują potwierdzenie w praktyce? Otóż tak. Przeprowadzone badania z dziedziny psychoakustyki wykazały, że znacznie wyżej oceniane jest przez odbiorców uzyskanie efektu przestrzenności ob-

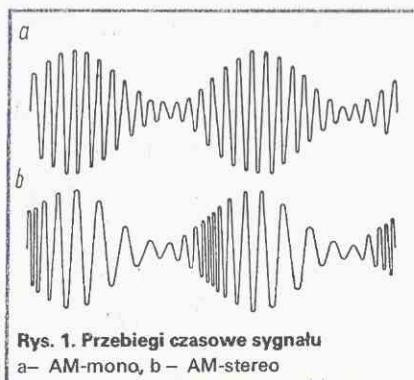
razu dźwiękowego niż polepszenie pasma przesyłanych częstotliwości akustycznych.

Przyjmuje się, że pierwsza emisja stereofoniczna na falach hektometrowych była przeprowadzona już 1925 roku w New Haven w USA. Dwa nadajniki AM emitowały na różnych częstotliwościach nośnych programy lewego i prawego mikrofonu, a w miejscu odbioru do odtłuchu stereofonicznego program odtwarzały dwa odbiorniki.

W odniesieniu do współczesnych systemów AM-stereo zakłada się, że emisja stereofoniczna ma być realizowana na jednej fali nośnej, w kanale radiowym o tej samej szerokości jak przy przekazie monofonicznym. Fala nośna musi być zmodulowana w taki sposób, aby informacja monofoniczna, tj. sygnał sumy ($L+R$) obu kanałów był przenoszony przez obwiednię zmodulowanego sygnału w.cz. Dzięki temu wszyscy posiadacze zwykłych odbiorników AM nie będą odczuwali zmiany przy przejściu na emisję stereofoniczną i będą ją odbierać jako monofoniczną. Jest to warunek kompatybilności systemu.

Ponieważ jedna z informacji (sygnał sumy $L+R$) jest przekazywany przez modulację amplitudy fali nośnej, do przekazu drugiej informacji (sygnał różnicy $L-R$) konieczne jest zastosowanie modulacji częstotliwościowej, fazowej lub innej bardziej złożonej.

Sygnał AM-stereo jest więc zmodulowany tak, jak to przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Przebiegi czasowe sygnału
a - AM-mono, b - AM-stereo

W zależności od sposobu i parametrów modulacji przebiegu nośnego można wyróżnić kilka podstawowych kompatybilnych systemów stereofonicznych.

W systemie AM-PM, opracowanym przez firmę Magnavox, przebieg nośny jest modulowany fazowo (z maksymalną dewiacją fazy ± 1 rad) sygnałem różnicy ($L-R$), a następnie poddany jest modulacji amplitudowej sygnałem sumy ($L+R$). Z obwiedni sygnału jest odtwarzany sygnał monofoniczny, a ze zmian fazy fali nośnej odzyskuje się w odbiornikach stereofonicznych uzupełniającą informację stereofoniczną.

Schematy blokowe nadajnika i odbiornika systemu AM-PM są przedstawione na rys. 2 i 3.

W tym systemie proponuje się sygnał nośny modulować także częstotliwościowo wolnozmiennym przebiegiem (5 Hz) służącym jedynie do sygnalizacji emisji stereofonicznej (ewentualnie do automatycznego przełączania odbiornika na odbiór „stereo”). Firma Magnavox sugeruje wykorzystanie tego sygnału także do przesyłania danych cyfrowych, np. identyfikujących stację nadawczą lub przekazujących dane o temperaturze, godzinie itp.

Istotną zaletą systemu AM-PM jest prostota stereofonicznego detektora zbudowanego w oparciu o pętlę synchronizacji fazy (PLL). System charakteryzuje się małymi zniekształceniami, dobrą separacją kanałów i niskim poziomem szumów.

W systemie AM-FM zgłoszonym przez firmę RCA, a później popieranym przez Belar Corp., sygnał AM-stereo jest modulowany amplitudowo-częstotliwościowo. Przebieg nośny, modulowany częstotliwościowo sygnałem różnicy ($L-R$) z maksymalną dewiacją częstotliwości 1,25 kHz, jest modulowany następnie amplitudowo sygnałem sumy ($L+R$). Dla polepszenia własności szumowych

w torze sygnału różnicy stosowany jest filtr preemfazy o stałej czasu 100 μ s. W detektorze stereofonicznym, po ograniczniku amplitudy i dyskryminatorze częstotliwości, występuje filtr deemfazy. Dla zmniejszenia trudności związanych z eliminacją częstotliwości lustrzanych w odbiorniku AM-FM proponuje się stosowanie podwójnej przemiany częstotliwości (częstotliwości pośrednie 10,7 MHz i 260 kHz).

System zaproponowany przez firmę Kahn Laboratory (i Hazeltine) jest podobny do systemu z modulacją amplitudowo-fazową, lecz sygnał różnicy (L-R) jest w nim, przed doprowadzeniem do układu modulatora fazy, przesunięty w fazie względem sygnału sumy (L+R) o kąt 90° . Transmitowanemu sygnałowi AM-stereo nadaje się w ten sposób tę właściwość, że zasadnicza część energii jednego z sygnałów m.cz. jest przesunięta do jednej wstęgi bocznej, podczas gdy energia drugiego skupia się w drugiej wstędze bocznej. Dodając w nadajniku do sygnału (L-R) dodatkowy sygnał korekcji, można ten rozdział jeszcze bardziej uwydatnić, tak że w zasadzie będzie to już transmisja dwóch sygnałów m.cz. w dwóch niezależnych wstęgach bocznych.

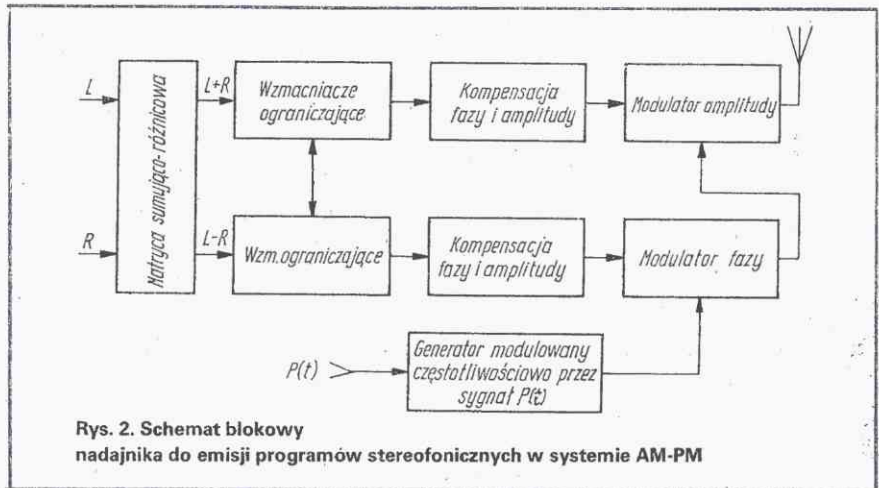
System Kahna jest mniej podatny na zaniki selektywne i daje dobry odbiór na odbitych falach jonosferycznych. System ten jednak może okazać się kosztowny, gdyż wymaga w odbiorniku stereofonicznym układu szerokopasmowego przesuwnika fazy 90° . Sygnalizacja emisji stereofonicznej odbywa się przez detekcję tonu 15 Hz

przesyłanego razem z sygnałem różnicy (L-R).

Interesującą cechą istotną zwłaszcza w pierwszej fazie wdrażania systemu, jest możliwość odbioru programów stereofonicznych za pomocą dwóch normalnych odbiorników monofonicznych. Jeden z odbiorników odstrojony pokrętełm strojenia w stronę większych częstotliwości będzie odbierał w zasadzie tylko sygnał m.cz. przenoszony górną wstęgą boczną, tj. np. kanał P, a drugi odbiornik, odstrojony nieco w stronę częstotliwości mniejszych – kanał L.

widma częstotliwościowego (teoretycznie nieco szerszego niż dla sygnału monofonicznego) oraz od występowania korzystnych warunków propagacyjnych (nie występują interferencje między falą powierzchniową i jonosferyczną).

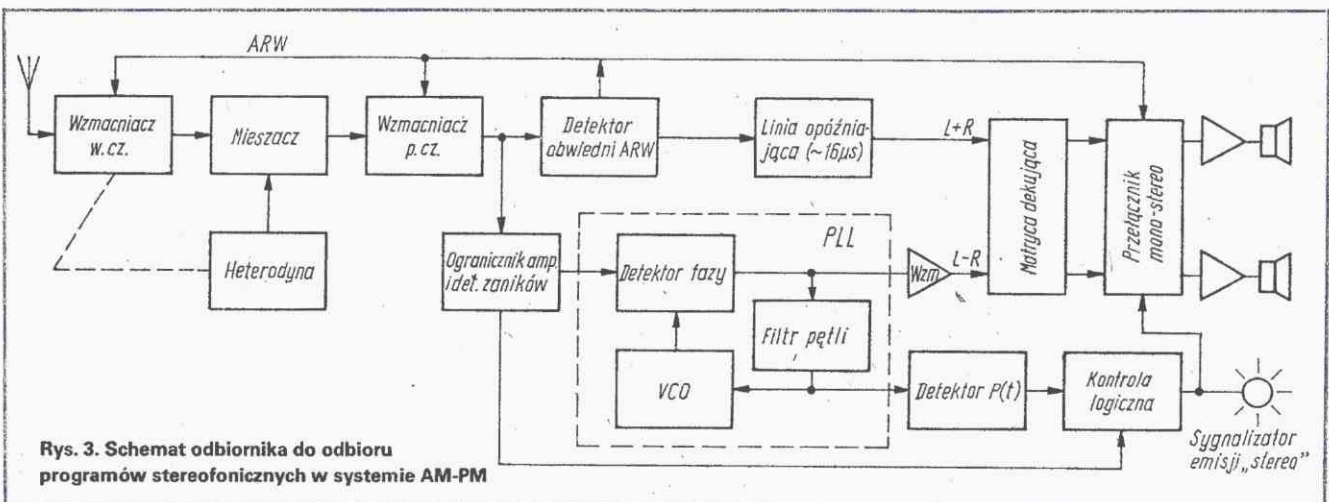
Wobec tych ograniczeń, atrakcyjna jest wciąż metoda przenoszenia sygnałów stereofonicznych, w której nie ma gwarancji częstotliwości kombinacyjnych, mogących nie mieścić się w pasmie. Sygnał AM-stereo tworzy się wtedy przez dodawanie (przekształcenie liniowe)



Przy takim odbiorze separacja kanałów wynosi 9...12 dB co, już wystarcza do uzyskania efektu stereofonicznego.

Powyższe systemy, zaliczone do tzw. nieliniowych, mają tę wspólną właściwość, że otrzymanie niezniekształconego odbioru sygnałów stereofonicznych jest w nich uzależnione od możliwości przepuszczenia pełnego

dwóch sygnałów zmodulowanych amplitudowo. Taka operacja z wykorzystaniem układu modulatora kwadraturowego jest przeprowadzona w systemie CPM (Compatible Phase Multiplex) firmy Harris. Przebieg nośny (współfazowy) po przesunięciu w fazie o 90° tworzy tzw. przebieg kwadraturowy. Gdyby oba przebiegi nośne były zmodulowane bezpo-



średnio sygnałami sumy (L+R) i różnicy (L-R), to obwiednia sumarycznego sygnału w.cz. nie spełniałaby warunku kompatybilności. Ponieważ źródłem niekompatybilności obwiedni jest składowa różnicowa (L-R), więc w procesie modulacji obniża się poziom szczególnie silnie. W systemie CPM przyjęto, że sygnały modulujące mają postać: $(L-R) \cdot \sin 15^\circ$ i $(L+R) \cdot \cos 15^\circ$, co jest równoważne zredukowaniu przesunięcia fazowego między przebiegami nośnymi z 90° do 30° . Obwiednia otrzymanego sygnału AM-stereo może być uznana za kompatybilną, bowiem typowe zniekształcenia nieliniowe są rzędu 0,5%. Redukcja amplitudy sygnału różnicy (L-R) powoduje, że obszar pokrycia programem stereofonicznym zostanie zmniejszony.

Korzystne właściwości szumowe modulacji kwadraturowej skłoniły firmę Motorola do zaproponowania

Podstawowe parametry różnych systemów stereofonii AM na falach średnich

System	AM-PM	AM-FM	C-QUAM	Uwagi
Wielkość mierzona				
Stosunek sygnał/szum	47 dB	44 dB	56 dB	głębokość modulacji 85%
Zniekształcenia intermodulacji	1,11%	0,65%	2,5%	sygnały testowe o częstotliwościach 200 Hz i 2,5 kHz i stosunku amplitud 4:1
Separacja kanałów	45 dB	28 dB	40 dB	przy $f = 1$ kHz
Wartość progowa (S/N)	14,1 dB	16,5 dB	21,3 dB	głębokość modulacji 85% (S/N) ₀ = 24 dB

Sygnałami modulującymi przebiegi nośne (rys. 4) są sygnał sumy (L+R) i sygnał różnicy (L-R); maksymalna dewiacja fazy wynosi $\pm \pi/4$ rad.

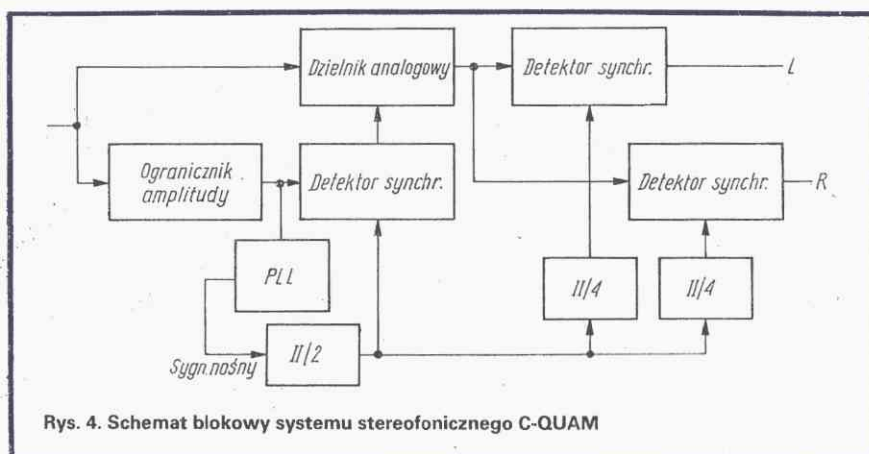
W nadajniku, do sygnału różnicy (L+R) dodawany jest ton o częstotliwości 20–25 Hz służący do sygnalizacji „stereo”, przy głębokości modula-

cyjne (przeprowadzone na uzyskanych z pętli PLL przebiegach nośnych), wydziela się wprost sygnały lewego (L) i prawego (R) kanału.

Przedstawione wyżej systemy AM-stereo powstały w USA. Poza nimi liczącą się jeszcze propozycją jest system FAM (Frequency Amplitude Modulation) zgłoszony w Japonii przez firmę Sansui.

Każdy z przedstawionych systemów ma pewne wady, lecz również istotne cechy korzystne. W USA, dwa lata temu, Federalna Komisja Łączności (FCC) w oparciu o wyniki badań, zażęcone do trzech systemów przedstawionych w tabeli, pomimo pewnych zastrzeżeń wytypowała system AM-PM jako nadający się najlepiej do krajowej standaryzacji.

Czy stereofonia AM będzie wprowadzana również i w Europie trudno obecnie przewidzieć. Dotychczas tylko firma Siemens (RFN) zgłosiła propozycję systemu o pełnych niezależnych wstęgach bocznych (ISB), będącego raczej rozwiązaniem przyszłościowym gdy na falach średnich zostanie ewentualnie wprowadzony niekompatybilny system emisji jednowstęgowej (SSB).



Rys. 4. Schemat blokowy systemu stereofonicznego C-QUAM

systemu C-QUAM (Compatible-Quadrature Amplitude Modulation), w którym sygnał generowany w układzie modulatora kwadraturowego jest pozbawiony (w ograniczniku amplitudy) niekompatybilnej obwiedni i jest modulowany amplitudowo sygnałem monofonicznym (kompatybilnym).

cji 4%. Demodulację sygnału stereofonicznego w.cz. można przeprowadzić w różnorodny sposób, m.in. bez stosowania macierzy sumacyjno-różnicowej. Wpierw przywraca się sygnałowi niekompatybilną postać obwiedni (dzieląc przez wytworzony wcześniej sygnał korekcji), a następnie przez dwie detekcje synchroni-

Samochodowy wzmacniacz o zwiększonej mocy

mgr inż. ANDRZEJ BIEDKA

Nowoczesne wzmacniacze m.cz. stosowane w samochodach powinny mieć względnie wielką moc wyjściową, co jest uzasadnione wysokim poziomem hałasu wewnątrz samochodu podczas jazdy. Istotny jest też korzystny efekt maskowania hałasu pojazdu przez silny dźwięk audycji, powstający dzięki subiektywnym właściwościom słuchu. We współczesnie produkowanych odbiornikach są stosowane scalone układy wzmacniaczy mocy m.cz. przeważnie typu TBA810, TBA810S lub ich odpowiedniki, np. krajowy UL1481. Charakteryzują się one mocą wyjściową rzędu 2 W przy zasilaniu napięciem 12 V występującym przy unieruchomionym silniku oraz mocą 4,5 W przy zasilaniu napięciem ok. 14,5 V w czasie jazdy, gdy prądnica lub alternator mają odpowiednią prędkość obrotową. Czynnikiem ograniczającym moc jest wartość napięcia zasilającego.

Wiadomo, że wartość mocy sygnału m.cz. jest wprost proporcjonalna do kwadratu wartości skutecznej jego napięcia i odwrotnie proporcjonalna do wartości impedancji obciążenia wzmacniacza. Impedancja głośników stosowanych w samochodach ma wartość znamionową 4 Ω . Zatem moc wydzielona w obciążeniu, a wytworzona przez wzmacniacz m.cz. jest uzależniona w pierwszym rzędzie od wartości napięcia zasilającego.

W celu uzyskania większej mocy należy bądź zastosować przetwornicę napięcia 12 V na wyższe, rzędu 20...30 V, bądź też zastosować wzmacniacz mocy o układzie mostkowym, które to rozwiązanie jest przedmiotem niniejszego artykułu.

Stosowanie takiego rozwiązania jest celowe wszędzie tam, gdzie wymagana jest względnie wielka moc wyjściowa przy małych wartościach napięcia zasilającego stopień wyjściowy wzmacniacza.

DANE TECHNICZNE

Moc wyjściowa P_{wy} : 6 W przy $h = 0,2\%$;
10 W przy $h = 10\%$ mierzona w warunkach: $U_{CC} = 10,5$ V, $R_L = 4 \Omega$

Pasma przenoszenia: 6 Hz...55 kHz

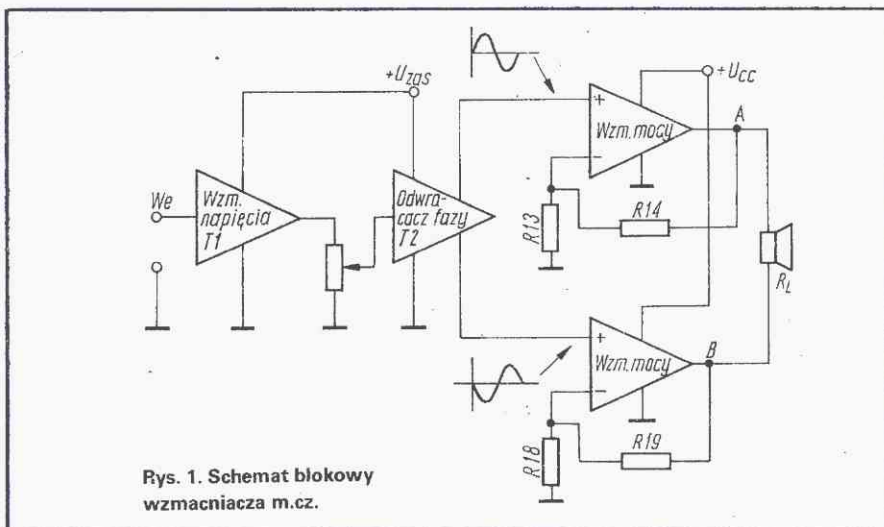
Wzmocnienie napięciowe: 27 dB (tylko stopień mocy)

OPIS UKŁADU

Pierwszy stopień stanowi wzmacniacz napięciowy (rys. 1), po którym umieszczono potencjometr regulacji siły dźwięku. Następnie sygnał jest

Rezystory R7 i R8 powinny mieć jednakową wartość rezystancji (dobre).

Wzmacniacze mocy zawierają układy scalone typu UL1496...UL1498, pracujące w typowym układzie aplikacyjnym z dodatkowym tranzystorowym, komplementarnym stopniem wzmocnienia. Takie rozwiązanie ma szereg zalet: dobrą stabilność termiczną, wielką sprawność (tranzystory mocy pracują bez prądu spoczynkowego i przewodzą tylko przy wysokich poziomach sygnału) i znaczną



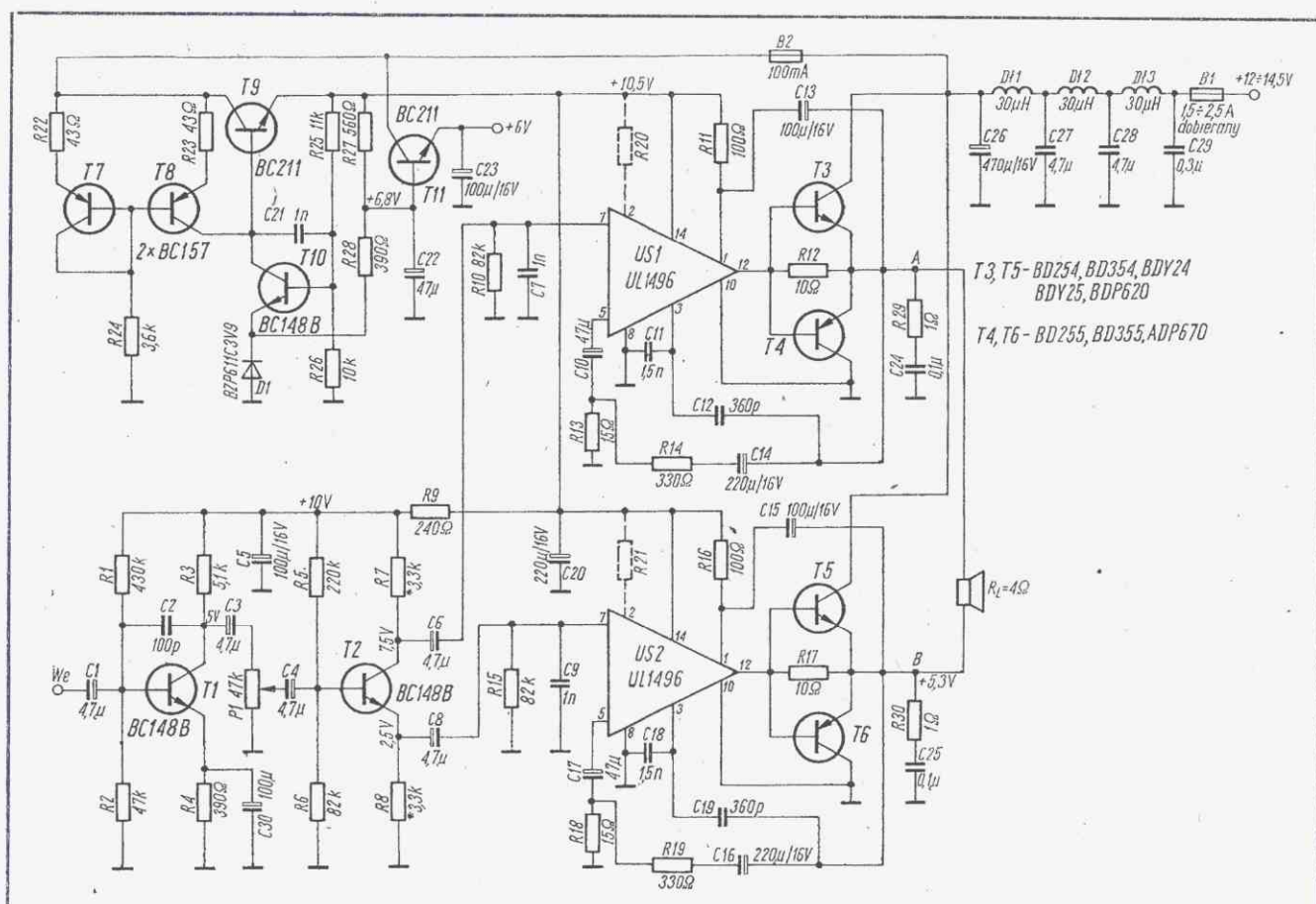
Rys. 1. Schemat blokowy wzmacniacza m.cz.

doprowadzony do wejścia tranzystorowego odwracacza fazy, sterującego dwoma identycznymi wzmacniaczami mocy. W czasie pracy układu, gdy wartość chwilowa napięcia w miejscu A np. zwiększa się, to wartość chwilowa napięcia sygnału w miejscu B zmniejsza się. Rozwiązanie takie jest – pod względem uzyskiwania mocy – równoważne zastosowaniu wzmacniacza pojedynczego przy napięciu zasilającym o wartości dwukrotnie większej ($2 \times U_{CC}$), co daje czterokrotnie większą moc wyjściową.

Stopnie wzmacniacza napięciowego i odwracacza fazy (rys. 2) są typowymi wzmacniaczami w układzie OE.

moc wyjściową (przez zwiększenie dopuszczalnego prądu wyjściowego). Wzmocnienie stopnia jest zależne od stosunku rezystancji R14 do R13.

Rezystory sprzężenia zwrotnego (R14 i R19 oraz R13 i R18) w każdej z gałęzi układu powinny być dobrane parami tak, aby wzmocnienie każdej gałęzi było jednakowe. Omówienia wymagają rezystory R20 i R21. Układy scalone serii UL1496...UL1498 mają wewnętrzny obwód samorównoważenia się, ustalający składową stałą napięcia na wyjściu równą 0,5 U_{CC} . Rozrzuty parametrów poszczególnych egzemplarzy powodują, że należałoby stosować we wzmacniaczu mostkowym układy dobierane



Rys. 2. Schemat ideowy mostkowego wzmacniacza m.cz. przeznaczonego do wykorzystania w samochodzie

parami (parowane) tak, aby różnica potencjałów w miejscach A i B (mierzona przy odłączonym obciążeniu) była mniejsza od 20 mV. Warunek ten wynika z bezpośredniego przyłączenia obciążenia (głośnika). Rozwiązaniem eliminującym konieczność dobierania parami układów scalonych jest zastosowanie w jednej z gałęzi wzmacniacza rezystora korygującego, włączonego między wyprowadzenia 2 i 14. Praktycznie wartość tego rezystora wynosi od kilkudziesięciu do kilkuset kiloohmów.

Kondensatory C7 i C9 zwierają sygnały w.c.z., które mogą przedostawać się do układu wzmacniacza powodując zakłócenie w jego pracy.

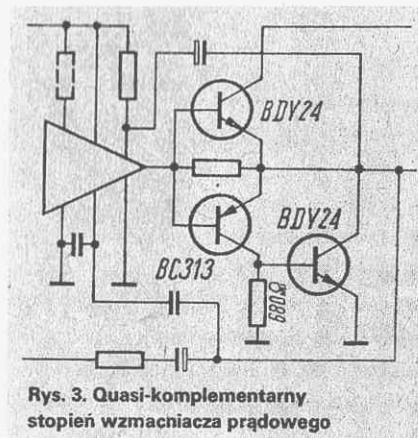
W modelu zastosowano układy scalone typu UL1496 o dopuszczalnej wartości napięcia zasilającego 12 V (UCCmax). Dla zabezpieczenia ich przed zniszczeniem zastosowano stabilizator elektroniczny o napięciu wyjściowym 10,5 V zasilający tylko układy scalone. Napięcie takie umożli-

liwia uzyskanie sygnału o mocy ponad 6 V i o mocy do 10 W przy dopuszczalnych zniekształceniach $h = 10\%$.

Przy zastosowaniu układów scalonych UL1497 stabilizator nie jest potrzebny, a uzyskiwana moc wyjściowa jest rzędu 12 W przy napięciu zasilającym 12 V i około 20 W przy napięciu 14,5 V. Przy dopuszczeniu większych zniekształceń ($h = 10\%$) moc wynosi odpowiednio 20 i 30 W. Można również zastosować układy scalone typu UL1480...UL1482.

Zmieni się wówczas układ aplikacyjny (patrz wykaz literatury 3 i 4) oraz miejsce przyłączenia rezystora korekcyjnego (między wyprowadzeniami 7 i 1). Sam sposób korekcji ewentualnej różnicy potencjałów pozostaje bez zmian. Ponieważ układy te mają większą wartość dopuszczalnego napięcia pracy stabilizator nie jest potrzebny. Wartości uzyskiwanych mocy są podobne do uzyskiwanych w przypadku wzmacniacza z układami scalonymi UL1497.

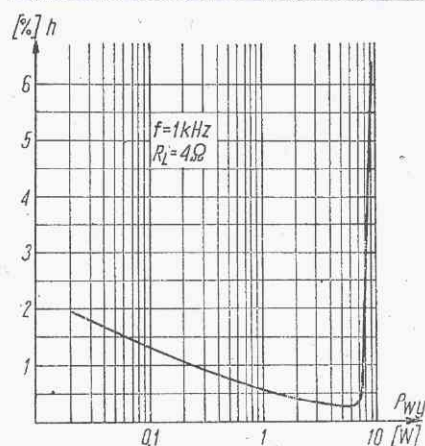
Tranzystory pary komplementarnej powinny być dobrane pod kątem dopuszczalnego prądu kolektora i dopuszczalnej mocy strat. Gdy dopuszczalna, założona moc wzmacniacza ma wynosić do 10 W, z z powodzeniem można zastosować parę BD354, BD355. Przy większych mocach wyjściowych konieczne jest użycie odpowiednich tranzystorów. [3]. W razie braku właściwych tranzystorów mocy typu p-n-p możliwe jest zastosowanie rozwiązania wg schematu przedstawionego na rys. 3. W kon-



Rys. 3. Quasi-komplementarny stopień wzmacniacza prądowego

strukcji modelowej wypróbowano z bardzo dobrymi rezultatami parę BDY24, ADP670. Pomiary podstawowych parametrów i zdjęcie charakterystyki przedstawionej na rys. 4 przeprowadzono dla modelu z taką właśnie „mieszaną” parą komplementarną.

Stabilizator elektroniczny jest typowym kompensacyjnym stabilizatorem szeregowym z zastosowaniem



Rys. 4. Charakterystyka zależności współczynnika zawartości harmonicznych (h) od mocy wyjściowej

zwierciadła prądowego jako obciążenie tranzystora T10. Tranzystor T11 wraz z dzielnikiem R27, R28, D1 stanowi stabilizator do zasilania radiofonicznego odbiornika turystycznego DANA, wykorzystanego jako odbiornik samochodowy. Pod warunkiem prawidłowego zabezpieczenia przeciwzakłóceńowego instalacji pokładowej samochodu odbiornik DANA działa znakomicie w nowej funkcji, nie tracąc walorów odbiornika przenośnego. Przystosowanie odbiornika do samochodu polega na wbudowaniu gniazda umożliwiającego zasilanie odbiornika niezależnie od baterii wewnętrznych, pobieranie sygnału m.cz. i przyłączenie anteny zewnętrznej.

OPIS KONSTRUKCJI

Wzmacniacz zmontowano na płytce o połączeniach drukowanych. Rozmieszczenie elementów nie jest zbyt krytyczne. Przestrzegać należy ogólnych

zasad obowiązujących przy konstruowaniu wzmacniaczy m.cz.

Istotne jest prawidłowe prowadzenie szyny „masy” do układów scalonych. Wyprowadzenie 8 należy traktować jako „masę” w odniesieniu do sygnału sterującego, a wyprowadzenie 10 jako „masę” sygnałów prądowych o wielkiej mocy.

Dławiki filtra przeciwzakłóceńowego wykonano na rdzeniach kubkowych typu KOLIBER, a uzwojenia nawinięto drutem o średnicy 0,4 mm (korpus wypełnia się całkowicie). Tranzystory par komplementarnych umieszcza się na radiatorach o powierzchni odpowiedniej do wydzielanej mocy w stopniu wzmacniacza prądowego. Przy mocy wyjściowej do 10 W wystarcza zastosowanie dwóch płytek z blachy aluminiowej o wymiarach 150X50X2 mm, na których umieścić można parami tranzystory T3 i T5 oraz T4 i T6. Układy scalone specjalnych radiatorów nie wymagają.

URUCHOMIENIE ORAZ UWAGI KOŃCOWE

Uruchomienie wzmacniacza należy rozpocząć od sprawdzenia działania stabilizatora napięcia 10,5 V. Taką wartość ustala się dobierając wartości rezystorów R25 i R26. Następnie należy doprowadzić napięcie zasilające do wzmacniacza mocy i sprawdzić napięcia stałe na wyjściach obu gałęzi (przy odłączonym obciążeniu); napięcia te powinny mieć wartość równą połowie UCC. Znaczna różnica napięć świadczy o niesprawności układów scalonych. Pomiar różnicy potencjałów między miejscami A i B umożliwia dobranie wartości rezystorów R20 i R21. Cel i zasadę ich doboru podano przy opisie schematu wzmacniacza.

Uruchomienie odwracacza fazy i stopnia poprzedzającego sprowadza się do sprawdzenia wartości napięć na kolektorach tranzystorów oraz wartości spadków na rezystorach R7 i R8.

Ponieważ pasmo przenoszenia wzmacniacza jest bardzo szerokie,

można przez nieznaczne zwiększenie dolnej częstotliwości granicznej zmniejszyć pojemności kondensatorów C10, C17 do 10 μ F, a C14, C16 do 47 μ F, co nie pogorszy własności akustycznych zależnych głównie od walorów zastosowanego zespołu głośnikowego.

Możliwe jest rozbudowanie wzmacniacza napięciowego o układ regulacji barwy dźwięku, bądź też zastosowanie equalizera.

Jako tranzystory T1, T2, T10 można zastosować BC108B, BC147B, BC107B lub podobne. Jako tranzystory T7 i T8 można zastosować – poza podanymi na schemacie – BC158, BC177 i BC178 lub podobne.

Modelowy wzmacniacz współpracuje z zespołem głośnikowym typu ZG5C-S o niewielkiej mocy. Jest wskazane zastosowanie zespołów głośnikowych o impedancji 4 Ω , lecz o większej mocy.

LITERATURA

- [1] Gładkowski A. – Radio w samochodzie. WKŁ Warszawa 1980
- [2] Rudnicki C., Gomuła R. – Analogowe układy scalone w sprzęcie radiowo-telewizyjnym. WKŁ Warszawa 1980
- [3] Rudnicki C. – Wzmacniacz akustyczny o mocy wyjściowej 25 W. „Radioamator i Krótkofalowiec” nr 7–8/1975
- [4] Układy scalone do wzmacniaczy m.cz. „Radioamator i Krótkofalowiec” nr 7–8/1977
- [5] Witort A. – Elektroakustyczne wyposażenie samochodu. „Radioelektronik” nr 5/1981

Od redakcji

1. W przypadku wzmacniacza o większej mocy niż 10 W dławiki D11, D12, i D13 powinny być wykonane na nieco większych rdzeniach i nawinięte drutem o większej średnicy (0,6...0,8 mm). Jest pożądane, aby rezystancja uzwojeń tych dławików miała małą wartość.
2. W zaproponowanym przez Autora układzie występuje niebezpieczeństwo przesterowania pierwszego stopnia wzmacniacza. Lepiej jest zastosować potencjometr u wejścia wzmacniacza – przed T1. W przypadku współpracy wzmacniacza tylko z odbiornikiem (np. jako wzmacniacz do dodatkowego głośnika) może to być potencjometr nastawny, którym ustala się czułość urządzenia, a reguluje wzmocnienie tylko pokrętkiem w odbiorniku.

Generator funkcyjny z układem scalonym ICL8038

mgr inż. PAWEŁ DZIUBIŃSKI
mgr inż. LUDWIK BRUNO-KAMIŃSKI

Część II

Parametry charakterystyczne generatora funkcyjnego wykonanego z układem scalonym ICL8038 są następujące:

Generacja przebiegów (prostokątnego, trójkątnego i sinusoidalnego) w zakresie od 0,1 Hz do 1 MHz w siedmiu podzakresach oraz dodatkowo go zakresu od 20 Hz do 20 kHz):

0,1...1 Hz	10...100 Hz	10...100 kHz
1...10 Hz	100...1000 Hz	0,1...1 MHz
	1...10 kHz	20 Hz...20 kHz

Pełne napięcie wyjściowe (szczyt-szczyt): 10 V

Zmiana amplitudy przebiegów:

- skokowa
- płynna

10 dB i 20 dB
od 0 V do wartości
nastawionej
maks. 1%
0,2%

Współczynnik zniekształceń:

Liniowość przebiegów:

Czas narastania/opadania drgań
prostokątnych:

100/40 ns

Zakres zmian częstotliwości przebiegu
modulującego (generatora drgań
pilokształtnych):

5...500 Hz

Zakres temperatury pracy:

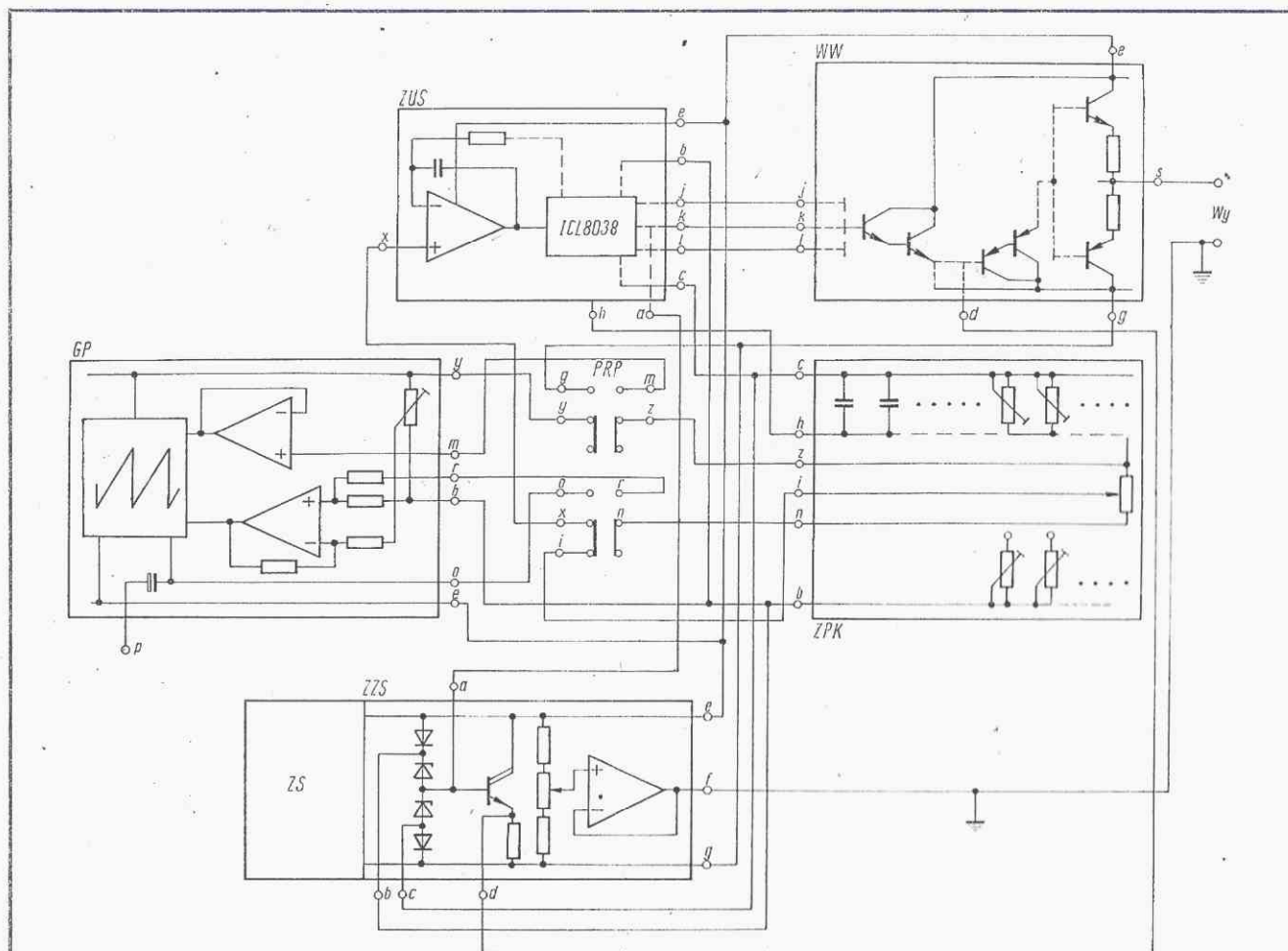
0...70°C

Nakładanie składowej stałej w zakresie

±7,5V

Na rysunku 6 przedstawiono schemat blokowy generatora funkcyjnego z układem scalonym ICL8038. Poszczególne zespoły składające się na całość urządzenia zostały przedstawione schematycznie, co umożliwia dokładne zrozumienie zasad współpracy poszczególnych bloków oraz jest bardzo przydatne przy późniejszym montażu. Na schemacie tym obowiązuje zasada, że oznaczenie literowe punktów wychodzących z różnych zespołów i łączących się jest takie samo (np. punkt C z zespołu zasilacza łączy się też z punktami C bloków ZPK i ZUS).

W zespole ZUS znajduje się układ scalony ICL8038 oraz układ zapewniający liniowość przy zmianach częstotliwości w funkcji napięcia sterującego.



Rys. 6. Schemat blokowy generatora funkcyjnego z układem scalonym ICL8038

ZZS – zespół zasilacza stabilizowanego z aktywnym dzielnikiem napięcia i z zasilaczem stabilizowanym (ZS); GP – generator piły oraz wzmacniacz różnicowy i wtórnik napięciowy; ZPK – zespół z potencjometrami i kondensatorami; ZUS – zespół z układem scalonym ICL8038 oraz układ do liniowości; WW – wzmacniacz wyjściowy z regulacją amplitudy i przetłącznikiem wyboru przebiegu; PRP – przetłącznik rodzaju pracy (wybór pracy: normalnej generatora i z modulacją częstotliwości)

Jak już wspomniano, zmiany zakresów częstotliwości przebiegów generowanych przez układ scalony ICL8038 można zrealizować przez zmianę wartości kondensatorów o odpowiednich pojemnościach dołączanych do układu scalonego. Elementy te są zgrupowane w zespole potencjometrów i kondensatorów (ZPK), przy czym potencjometry służą do ustalania zakresu oraz do płynnej regulacji częstotliwości w obrębie wybranego zakresu.

Przebiegi wytwarzane w zespole ZUS są doprowadzane do wzmacniacza wyjściowego składającego się z szeregu wtórników napięciowych.

Jak już zaznaczono, do wejścia sterującego układu scalonego ICL8038 można przyłożyć napięcie piłokształtne – uzyskuje się wtedy efekt modulacji częstotliwości. Do tego celu wytwarzany jest przebieg liniowy w zespole generatora piły (GP), w którym znajduje się ponadto wtórnik napięciowy oraz wzmacniacz różnicowy służący do odpowiedniego wypoziomowania przebiegu piłokształtnego.

Przełącznik rodzaju pracy (PRP) umożliwia przełączenie generatora funkcyjnego do pracy normalnej (napięcie sterujące jest doprowadzane z ZPK (rys. 6) lub do pracy z modulacją częstotliwości); wtedy generator jestysterowywany przebiegiem piłokształtnym doprowadzanym z zespołu GP. Wszystkie zespoły składające się na całość generatora funkcyjnego są zasilane z zasilacza stabilizowanego (ZZS) zawierającego układ aktywnego dzielnika napięcia (do nakładania składowej stałej). Na rysunku 7 przedstawiono schemat ideowy zespołu z układem scalonym ICL8038 oraz układu do liniowości.

Funkcje poszczególnych elementów na tym schemacie są następujące: dioda zenera D18 zabezpiecza przed zniszcze-

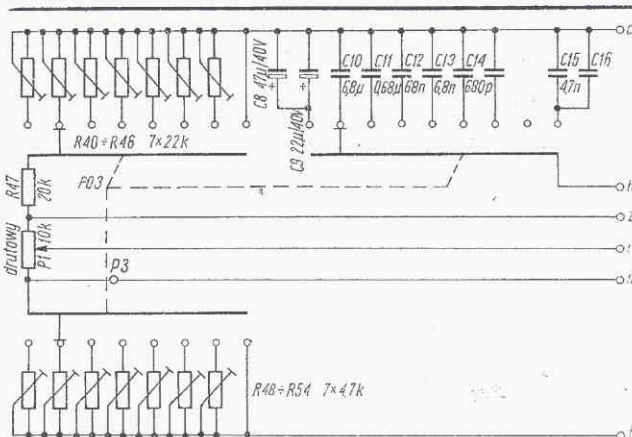
nych wartościach napięcia sterującego przykładanego do końcówki 8 układu scalonego.

Kondensator C7 (68 pF – zalecany bezindukcyjny) użyty jest dla zakresu częstotliwości 100 kHz...1 MHz i umocowany na stałe blisko układu ICL8038.

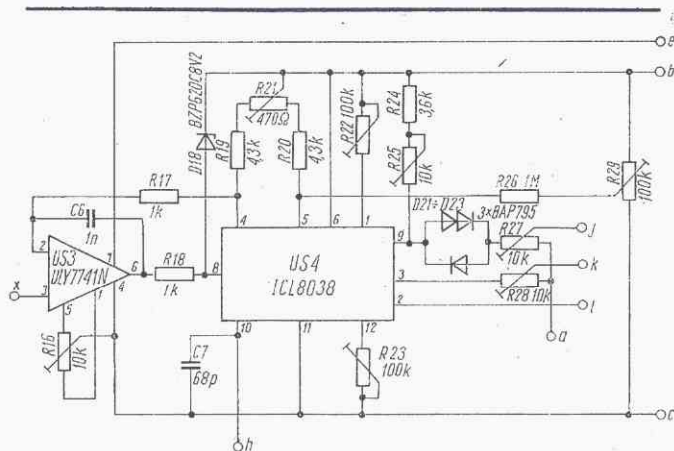
Z układem scalonym US3 – ULY7741N (wzmacniacz operacyjny) jest zrealizowana liniowość funkcji częstotliwości przebiegów od napięcia sterującego, co ma znaczenie szczególnie przy małych wartościach napięć sterujących.

Potencjometr R16 służy do kompensacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

Na rysunku 8 przedstawiono zespół z potencjometrami i kondensatorami do wybierania w sposób dekadowy zakresu częstotliwości generowanych przebiegów.



Rys. 8. Schemat ideowy zespołu z potencjometrami i kondensatorami



Rys. 7. Schemat ideowy zespołu z układem scalonym ICL8038 oraz układu do liniowości

niem układu scalonego w razie przekroczenia granicznych wartości napięcia sterującego; R21 (potencjometr montażowy) służy do symetryzacji przebiegów; R22 i R23 (potencjometry paskowe) do zminimalizowania zniekształceń przebiegu sinusoidalnego; R25 – potencjometr do regulacji stromości narastania i opadania przebiegu prostokątnego; R27 i R28 – potencjometry do ograniczenia amplitud prostokąta i trójkąta względem poziomu zerowego i zerowania ich z amplitudą przebiegu sinusoidalnego.

Diody D21, D22 i D23 są stosowane w celu symetrycznego ograniczenia przebiegu prostokątnego względem masy; potrzeba ich stosowania wynika z faktu realizacji wzmacniacza wyjściowego w układzie scalonym ICL8038 z otwartym kolektorem. Poza tym potencjometr R29 (paskowy) służy do ustalenia najlepszych kształtów przebiegów generowanych przy ma-

Stosowane kondensatory powinny odznaczać się dobrymi parametrami: małymi stratami (dużą rezystancją izolacji), wartościami tolerancji $\pm 5\%$ maks. $\pm 10\%$ oraz dużą stabilnością parametrów w funkcji temperatury.

Zalecane są kondensatory styroflexowe, poliestrowe lub mikowe.

Potencjometry montażowe R40...R46 i R48...R54 zastosowano w celu dokładnego ustalenia górnej i dolnej wartości każdego zakresu częstotliwości; należy to robić z udziałem generatora wzorcowego i za pomocą dobrego, sprawdzonego oscyloskopu.

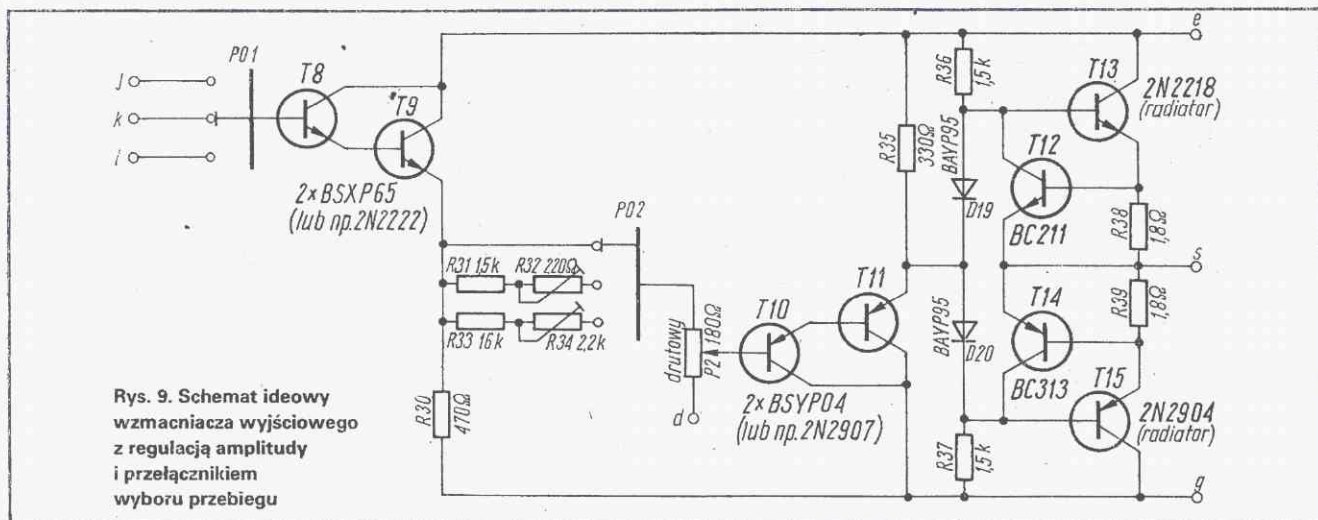
Po dokładnym ustawieniu potencjometrów w każdym zakresie częstotliwości należy zalać je lakierem. Do płynnej regulacji częstotliwości w każdym zakresie służy potencjometr P1 (10 k Ω , drutowy).

Rezystor R47 zastosowano w celu ograniczenia maksymalnej wartości napięcia sterującego, doprowadzanego do układu scalonego ICL8038.

Należy tu zwrócić uwagę na brak potencjometrów ograniczających przy przestrajaniu w szerokim zakresie częstotliwości od 20 Hz do 20 kHz (w stosunku 1000:1); przy tym zakresie występuje maksymalna rozpiętość napięcia sterującego, a kondensator C16 należy dobrać doświadczalnie w celu uzyskaniażądanego zakresu (20 Hz...20 kHz).

Na rys. 9 przedstawiono schemat ideowy zespołu wzmacniacza wyjściowego. W zespole tym realizuje się wzmocnienie prądowe wybranego przebiegu tak, że impedancja wyjściowa generatora funkcyjnego wynosi 50 Ω . Jednocześnie układ jest tak skonstruowany, aby napięcia wyjściowe były symetryczne względem połowy napięcia między punktami „e-g” bloku zasilacza. Przełącznikiem obrotowym PO1 wybiera się jeden z trzech przebiegów, który doprowadza się następnie do wzmacniacza wyjściowego. Przełącznikiem obrotowym PO2 dokonuje się skokowej regulacji amplitudy z tłumieniem o 10

dB i 20 dB (tzn. w stosunku 1:10:100), a potencjometrem P2 można płynnie regulować amplitudę wybranego przebiegu – od 0 V do wartości ustalonej uprzednio przełącznikiem PO2. Potencjometry R32 i R34 służą do dokładnego ustalenia składowej regulacji amplitudy w założonych granicach. Należy zwrócić uwagę, że sygnał przechodząc przez układ Darlingtona (tranzystory T8 i T9) obniża składową stałą o ok. 1,3 V. Aby powrócić do składowej stałej na poziomie zera (tzn. zniwelować składową stałą) zastosowano drugi układ Darlingtona z tranzystorami typu p-n-p (T10, T11). Ponadto, aby napięcie wyjściowe było symetryczne i niezależne od wartości amplitudy ustawianej przełącznikiem PO2 i potencjometrem drutowym P2, należy jeden koniec potencjometru przyłączyć do potencjału podwyższonego o wspomniany spadek około 1,3 V. Zrealizowano to przyłączając jeden koniec potencjometru do punktu „d” z zespołu zasilacza (rys. 6). Problem ten będzie omówiony jeszcze przy opisie bloku ZZS.

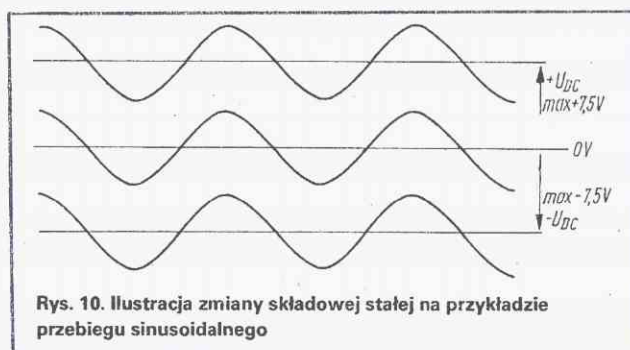


Tranzystory T12 i T14 pracują w układach zabezpieczenia przed zniszczeniem tranzystorów wyjściowych (T13 i T15) w razie wystąpienia zwarcia na wyjściu generatora funkcyjnego.

Nakładanie składowej stałej na wybrany przebieg odbywa się następująco: wyjściowe napięcie jest zawsze symetryczne względem punktów „e i g” (rys. 9), natomiast zmienia się potencjał punktu „f” (przez aktywny dzielnik napięcia – rys. 6 i 13), przez co następuje zmiana składowej stałej; punkt „f” jest połączony z masą. Współdziałanie bloków WW i ZZS w tym zakresie można zaobserwować na rys. 6.

Na rys. 10 przedstawiono efekt zmiany składowej stałej na przykładzie przebiegu sinusoidalnego; w opisywanym układzie maksymalna zmiana składowej stałej możliwa jest w granicach $\pm 7,5$ V.

Tranzystory końcowe wzmacniacza wyjściowego powinny być zaopatrzone w radiatory tzw. promieniste, nasuwane na ich obudowę.



Wyjściem generatora funkcyjnego są wyprowadzenia „S” (sygnał) i „f” (masa), które powinny być przyłączone do gniazda typu BNC-50/GL.

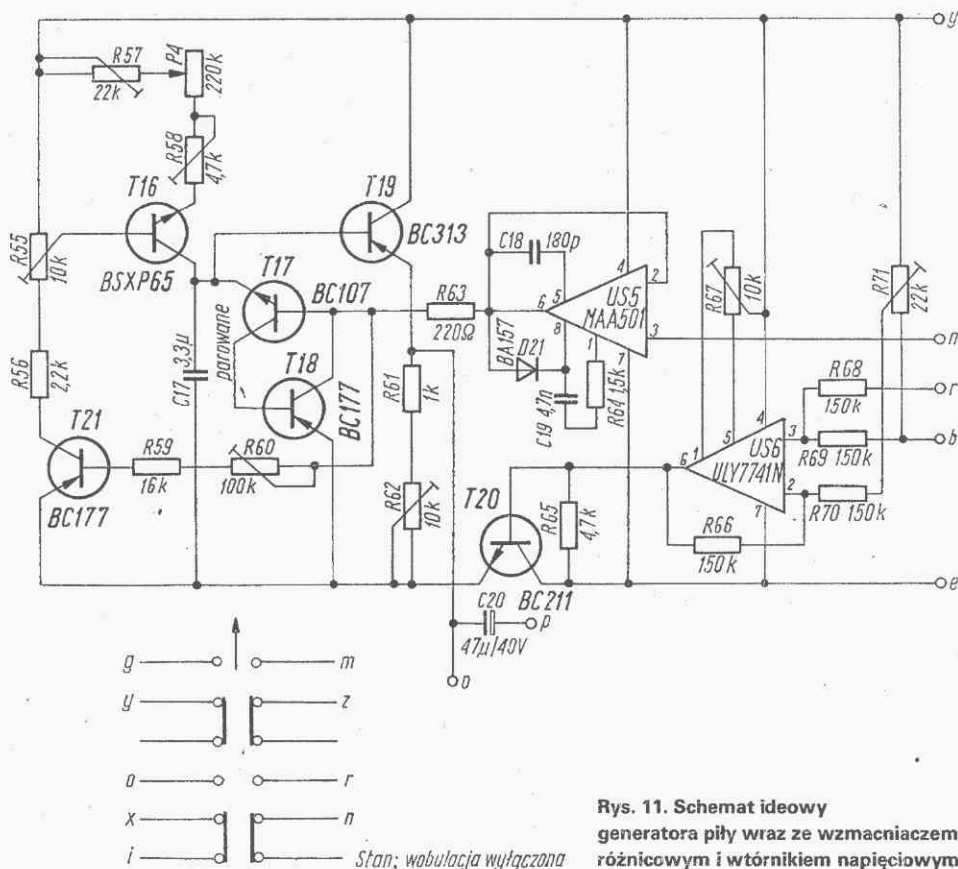
Układ generatora impulsów liniowych służących do wobulacji wybranego przebiegu przedstawiono na rys. 11.

Generator napięcia piłkowształtnego pracuje jako układ astabilny (samobieżny); tranzystory T17, T18 pracują w układzie tranzystora jednozłączowego, przy czym tranzystor T21 spełnia tu funkcję klucza włączającego źródło prądowe, zaś tranzystor T16 wraz z rezystorami R55, R57, R58 i P4 stanowi stabilizator prądu. Napięcie na kondensatorze C17 narasta liniowo z szybkością określoną przez jego pojemność i wydajność źródła prądowego; kiedy napięcie to osiągnie poziom wyzwolenia układu, następuje nasycenie tranzystorów T17 i T18 i kondensator C17 szybko rozładowuje się do napięcia bliskiego zeru, tranzystory T17, T18 zostaną zatkane, a układ powraca do stanu wyjściowego.

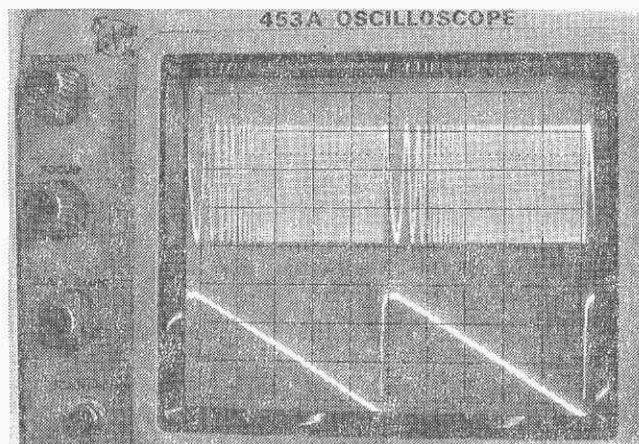
Potencjometrem P4 (220 Ω) znajdującym się na płycie czołowej generatora funkcyjnego można regulować częstotliwość impulsów liniowych w zakresie 5...500 Hz. Potencjometry montażowe R58, R57 ograniczają dolną i górną częstotliwość generatora piły; R55 ustala również zakres częstotliwości generacji jak i liniowość piły, a R60 ustala stromość opadania napięcia piłkowształtnego.

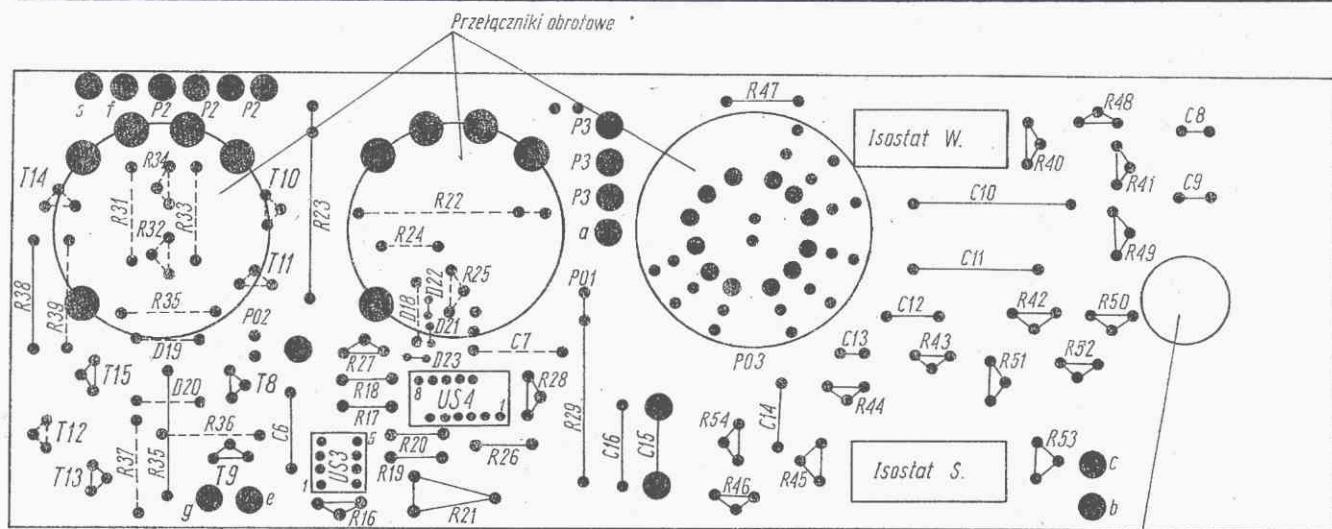
Tranzystor T19 pracuje w układzie WK (wtórnik emiterowy) i z jego emitera napięcie liniowe jest doprowadzane jako sterujące do układu scalonego ICL8038. Tranzystory T17, T18 są polaryzowane też przez wyjście wtórnika napięciowego (US5 – rys. 11), który jednocześnie ustala górny poziom napięcia piłkowształtnego.

Ponieważ w czasie rozładowywania kondensatora C17 napięcie na nim osiąga minimum równe około 0,8 V wobec emitera tranzystora T18, konieczne jest wypoziomowanie przebiegu piłkowształtnego tak, aby przy wobulacji dla zakresu maksymalnego 20 Hz-20 kHz napięcie sterujące (przebieg piłkowształtny) zmieniało się od 0 V do $1/3 U_{cc}$, patrząc od dodatniego bieguna zasilania układu ICL8038 (lub od U_{cc} do $2/3 U_{cc}$, patrząc od ujemnego bieguna). Dla pozostałych zakresów częstotliwości napięcie piły powinno zmieniać się w zakresach ustalonych uprzednio przez nastawę potencjometrów w zespole ZPK. Zrealizowano to na wzmacniaczu różnicowym (US6 – rys. 11), za pomocą którego regulując potencjometrem R71 można skompensować spadek napięcia pozostający na tranzystorach T17, T18 (ok. 0,8 V) oraz spadek UBE tranzystora T20. Generator funkcyjny pracuje z modulacją częstotliwości po wciśnięciu przełącznika PRP (rys. 6); jest to przełącznik lsostat zamocowany na płycie czołowej.



Efekt modulacji częstotliwości przedstawiono na rys. 12; na zakresie częstotliwości 20 Hz...20 kHz częstotliwość przebiegu modulującego wynosi 40 Hz. Przebieg piłokształtny jest wyprowadzony na zewnątrz przez kondensator C20.





Rys. 14. Płytkę drukowaną z zespołami: ZUS, ZPK, WW i przełącznikiem rodzaju pracy – widok od strony elementów.

zapewniają stały spadek napięcia około 2,4 V bez względu na wartość płynącego przez nie prądu. Diody Zenera D9 i D10 pracują w układzie zasilania układu scalonego ICL8038.

Diody te powinny być dobrane doświadczalnie. Należy pamiętać, że amplituda przebiegu sinusoidalnego otrzymywanego z układu scalonego ICL8038 wynosi $(0,2 \dots 0,22) \cdot U_{cc}$, a zatem diody Zenera należy tak dobrać, aby amplituda tego przebiegu wynosiła 5 V (szczyt–szczyt 10 V), równocześnie jednak wartości napięć Zenera obu diod powinny być identyczne, aby uzyskać przebieg symetryczny względem poziomu zera (wyprowadzenie „a”).

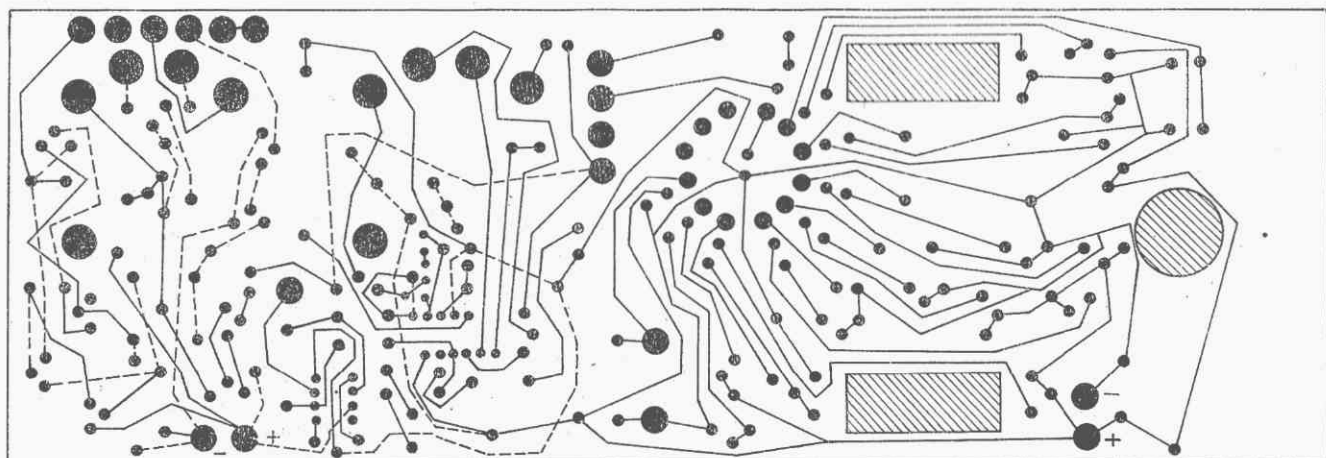
Potencjometrem R8 ustala się spadek napięcia w rezystorze R14; powinien on wynosić dokładnie tyle, aby regulacja amplitudy w zespole WW (potencjometr P2 – rys. 9) odbywała się dokładnie względem poziomu zera (ważne dla kalibracji zera). Pozostała część zespołu zasilacza stabilizowanego (ZZS) służy do zmiany składowej stałej przebiegu wyjściowego generatora. Przebieg ten będzie zmieniał się symetrycznie względem potencjału „f”, jeżeli ten będzie dokładnie równy połowie napięcia Ue-g. W układzie aktywnego dzielnika napięcia potencjał ten można zmieniać potencjometrem P1 w zakresie $\pm 7,5$ V względem poziomu zera, tzn. połowy napięcia Ue-g. Takie wykonanie zasilacza umożliwia otrzymywanie szeregu róż-

nych napięć korzystając tylko z jednego napięcia stabilizowanego. Dodać tu można, że zamiast diod Zenera D9, D10 oraz układu do otrzymywania potencjału w punkcie „d” można zastosować uproszczone układy aktywnych dzielników napięcia (np. bez tranzystorów T4...T7). Podane rozwiązanie umożliwia precyzyjne uzyskanie potrzebnych napięć, zwiększa jednak koszt wykonania zasilacza.

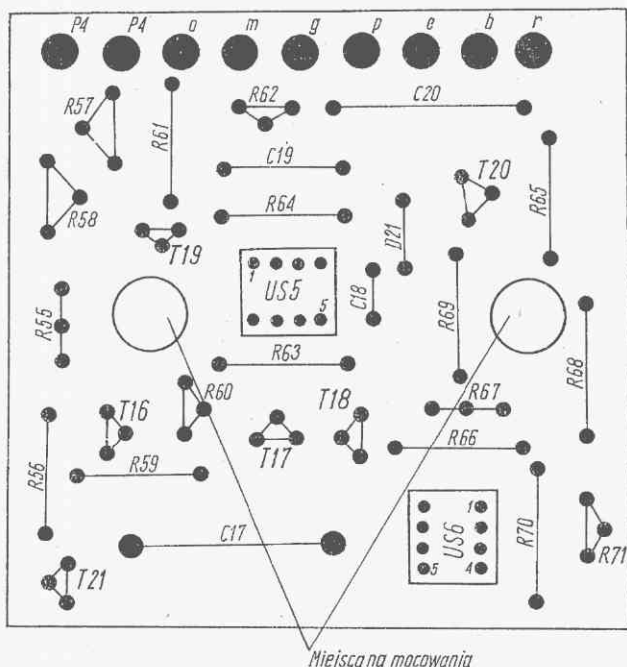
Wzmacniacz operacyjny US2 – MAA501 z układu aktywnego dzielnika napięcia może być zastąpiony układem scalonym ULY7741N, wtedy zbędne będą kondensatory C4 i C5, rezystor R11 i dioda D15 (podobnie jest z układem US5 na rys. 11).

Na rysunkach 14...19 przedstawiono płytki drukowane poszczególnych zespołów. Ze względu na dużą liczbę elementów korzystano z laminatu dwustronnie miedziowanego. Druk był wykonywany za pomocą grafionu, który napelniono rozcieńczonym bitexem (stąd odcinki linii prostych składające się na druk). Ścieżki rysowane od strony elementów są zaznaczone linią przerywaną. Przed naniesieniem druku na płytkę zaleca się przerysowanie rysunków 14...19 na kalkę techniczną i sprawdzenie, czy idealnie pasują do siebie dwa rysunki tej samej płytki (od strony elementów i od strony druku).

Przełączniki obrotowe zastosowano takie, jakie akurat były dostępne; przełącznik PO3 jest trzypoziomowy z kółkami do druku.



Rys. 15. Płytkę drukowaną z zespołami: ZUS, ZPK, WW i przełącznikiem rodzaju pracy – widok od strony druku

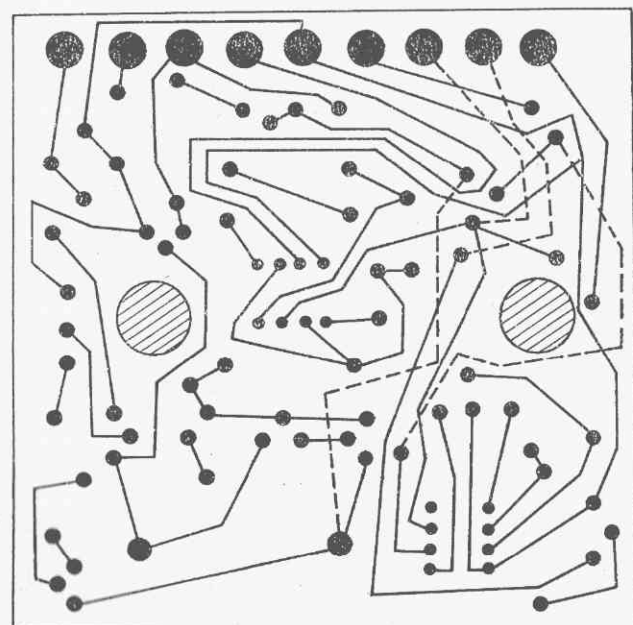


Rys. 16. Płytką drukowaną z generatorem pily i wzmacniaczem różnicowym oraz z wtórnikiem napięciowym – widok od strony elementów

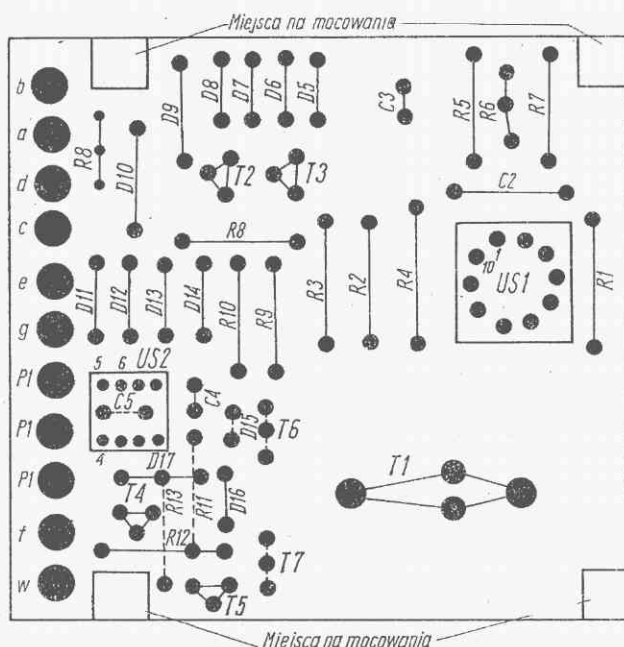
Dla układu scalonego ICL8038 zastosowano podstawkę, stąd brak kilku otworów pod układ, bo noży podstawki są wygięte. Wielkie czarne kółka ustawione w jednej linii są punktami lutowniczymi dla końcówek lutowniczych ustawianych prostopadle do płytki.

Na rysunku 14 znajduje się 8 podwójnych punktów, które nie są z niczym połączone. Są to punkty służące do przylutowania dwóch różnych przewodów ekranowanych. Jeden z przewodów łączy przełącznik zakresów częstotliwości (PO3) z wyprowadzeniem 10 układu scalonego ICL8038. Drugi przewód łączy wyjście z przełącznika rodzaju przebiegu (PO1) z parą Darlingtona T8, T9.

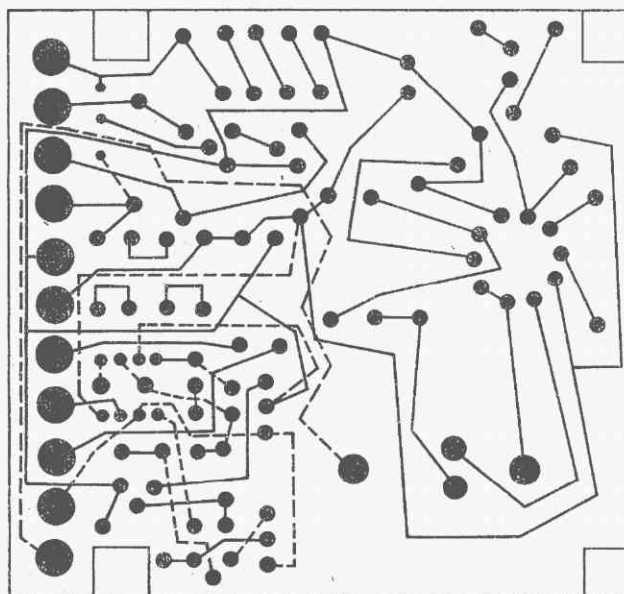
Osiem tych punktów występuje w czterech parach. Każda z nich ma punkt przylutowania masy i przewodu gorącego. Na rys. 20 przedstawiono wnętrze generatora funkcyjnego;



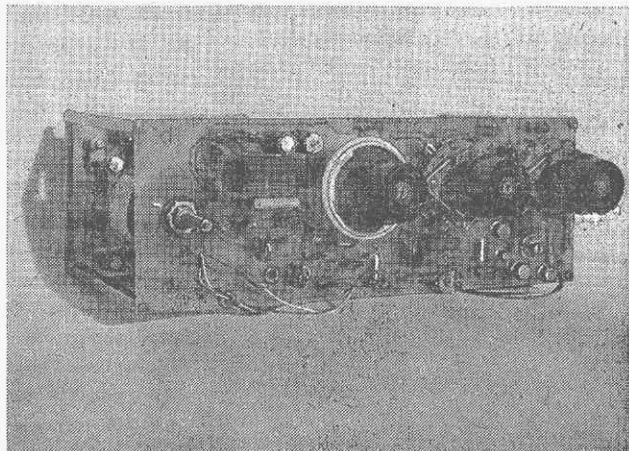
Rys. 17. Płytką drukowaną z generatorem pily i wzmacniaczem różnicowym oraz z wtórnikiem napięciowym – widok od strony druku



Rys. 18. Płytką drukowaną z zespołem zasilacza stabilizowanego i aktywnym dzielnikiem napięcia – widok od strony elementów



Rys. 19. Płytką drukowaną z zespołem zasilacza stabilizowanego i aktywnym dzielnikiem napięcia – widok od strony druku



Rys. 20. Widok wnętrza generatora funkcyjnego ze zmontowanymi płytkami drukowanymi

obudowę i płytę czołową należy wykonać we własnym zakresie. Zdjęcie wnętrza generatora przedstawia poprzednią jego wersję; opisywana tu wersja jest już udoskonalona i różni się nieznacznie rozmieszczeniem elementów na płycie drukowanej z zespołami ZUS, ZPK i WW oraz przełącznikiem rodzaju pracy i potencjometrami regulacyjnymi (płyta ta jest widoczna na pierwszym planie). Równolegle do niej z tyłu, z lewej strony znajduje się płyta z zespołem GP, a prostopadle do płytki czołowej z prawej strony znajduje się płyta z zespołem ZZS.

Opisany generator funkcyjny służy autorom od dłuższego czasu i jest bardzo przydatnym przyrządem pomiarowym. I tak możliwość uzyskiwana modulacji częstotliwości przebiegu sinusoidalnego w zakresie od 20 Hz do 20 kHz predestynuje

generator do funkcji wobulatora przy sprawdzaniu i kontroli różnych urządzeń i zespołów elektroakustyki, takich jak magnetofony, radioodbiorniki, wzmacniacze, a także różnego rodzaju przedwzmacniacze, miksery, układy antyszumowe, wielokanałowe regulatory barwy dźwięku itp. Otrzymywany z generatora funkcyjnego przebieg trójkątny w szerokim zakresie częstotliwości umożliwia sprawdzanie i kontrolę pracy układów całujących, różniczkujących itp. oraz komparatorów i wzmacniaczy operacyjnych. Z kolei przebieg prostokątny nadaje się szczególnie do sprawdzania i kontroli cyfrowych układów scalonych TTL.

Zastosowanie generatora funkcyjnego w wielu innych dziedzinach techniki pomiarowej wskazuje na szczególną przydatność takiego przyrządu w pracowni elektronika.

Zasilacze do regeneracji baterii

inż. JANUSZ JUSTAT

W numerze 2/82 „Re” omówiono zasady regeneracji baterii, natomiast w tym artykule przedstawiono kilka przykładowych układów zasilaczy do regeneracji baterii. Można przypuszczać, że opisy te zainteresują szersze grono czytelników, w tym także mniej doświadczonych. Wobec tego nie ograniczono się do zwięzłego scharakteryzowania proponowanych układów, ale omówiono dość szczegółowo ich zasady działania, podając przy tym wskazówki do samodzielnego projektowania. Być może nie wszyscy Czytelnicy dysponują numerem 2/82. Dlatego poniżej powtórzono w dużym skrócie zasady obowiązujące przy regenerowaniu baterii.

- Do regeneracji nadają się baterie w nieznacznym stopniu rozładowane, takie w których napięcie przeliczone na jedno ogniwo jest nie niższe niż 1,3 V.
- Szczytowa wartość napięcia ładowania nie powinna być wyższa niż 1,7 V, licząc na jedno ogniwo.
- Prąd ładowania powinien wynosić 0,25...0,35 wartości prądu wyładowania.
- Czas ładowania powinien być 4...6 razy dłuższy niż czas wyładowania.
- Podczas użytkowania baterii przeznaczonych do regeneracji nie powinno się jednorazowo wykorzystywać więcej niż 10% ich znamionowej pojemności.

Schemat najprostszego zasilacza przedstawiono na rysunku 1. Jest to prostownik półokresowy zasilany z transformatora sieciowego. Rezystor R1 służy do ograniczenia prądu ładowania baterii, a rezystor R2, bocznikujący diodę prostowniczą, umożliwia ładowanie niesymetrycznym prądem zmiennym.

Wbrew pozorom, dokładne obliczenie wartości rezystora R1 byłoby dość skomplikowane, ponieważ podczas ładowania prąd płynie przez baterię w sposób impulsowy, tylko przez część dodatniego półokresu. Kąt odcięcia prądu jest uzależniony od napięcia zasilającego prostownik, napięcia baterii i od średniej wartości prądu ładowania I_0 . Te zależności ilustrują wykresy przedstawione na rys. 2.

Wartość rezystora R1 można obliczyć posługując się przybliżonym wzorem:

$$R1 = \frac{U2 - U0}{2,2 \cdot I0}$$

przy czym:

$U2$ – napięcie wejściowe,
 $U0$ – napięcie wyjściowe,
 $I0$ – prąd wyjściowy (ładowania)

a w razie potrzeby skorygować, jeśli zmierzona wartość prądu ładowania znacznie różniłaby się od założonej. Wartość rezystora R2 dobiera się 10 razy większą niż wartość rezystora R1, zapewniając tym samym asymetryczny przebieg prądu ładowania.

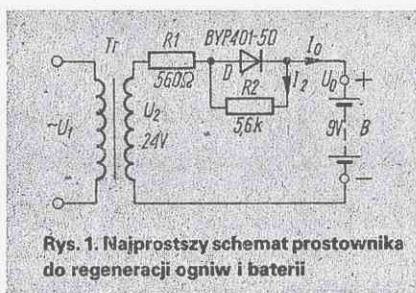
Ze względu na niezbędny margines bezpieczeństwa dopuszczalne napięcie wsteczne diody powinno być przynajmniej 2 razy większe niż napięcie wtórne $U2$ transformatora.

Napięcie wtórne transformatora powinno być z kolei przynajmniej dwukrotnie wyższe niż napięcie regenerowanej baterii; w takim bowiem przypadku prąd ładowania w niewielkim tylko stopniu będzie zależał od stanu naładowania baterii. Ła-

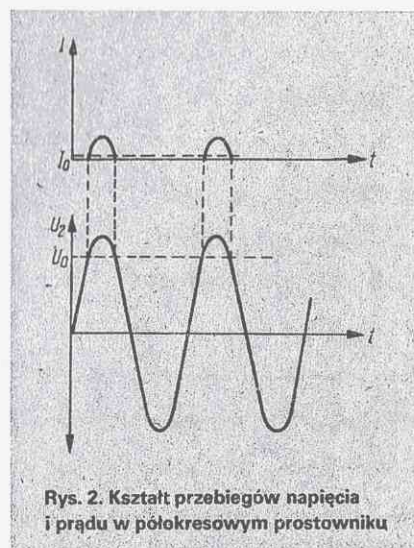
twiej ustalić czas ładowania baterii, jeśli prąd ładowania ma stałą wartość.

Układ przedstawiony na rys. 1 można by dla uproszczenia zasilać wprost z sieci 220 V z pominięciem transformatora. Naturalnie rezystor R1 musiałby mieć wtedy odpowiednio dużą wartość i obciążalność, a dioda D duże napięcie wsteczne, około 400 V. Układ taki nie jest zalecany ze względu na niebezpieczeństwo porażenia osoby obsługującej. Wszystkie elementy układu, łącznie z baterią mogą się znajdować na potencjale równym napięciu sieci.

Wartości elementów układu przedstawionego na rys. 1 dobrano do regeneracji baterii złożonej z sześciu ogniw typu R6, przyjmując natężenie prądu ładowania około 12 mA. Wykorzystano typowy transformator dzwonekowy TD-220/24 V. Ten sam zasilacz można wykorzystać do ładowania zestawu zawierającego siedem akumulatorów Ni-Cd o pojemności 100...200 mAh, np. radzieckich typu 7J1-0115-U1.1 (do niedawna sprzedawanych w naszych sklepach).



Rys. 1. Najprostszy schemat prostownika do regeneracji ogniw i baterii

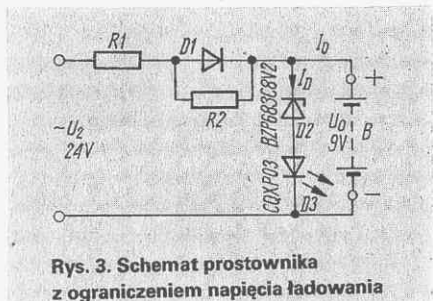


Rys. 2. Kształt przebiegów napięcia i prądu w półokresowym prostowniku

Opisany układ można udoskonalić, włączając w szereg z diodą prostowniczą D diodę świecącą, która będzie przypominać, że zasilacz jest włączony. Dopuszczalny prąd przewodzenia wynosi w zależności od typu diody 20...40 mA. Zasilacz dostarcza prądu około 12 mA, nie ma zatem niebezpieczeństwa przeciążenia diody.

Zasilacz można oczywiście zaprojektować na większy prąd. Jeżeli układ jest wyposażony w diodę świecącą, to jej maksymalny dopuszczalny prąd przewodzenia określa maksymalny prąd dostarczany przez prostownik. Prąd ten można zwiększyć dołączając równolegle do diody świecącej rezystor bocznikujący.

Nieco bardziej rozbudowany schemat zasilacza przedstawiono na rys. 3. Układ ten w porównaniu z poprzednim zawiera dwie dodatkowe diody. Dioda Zenera D2 ogranicza napięcie ładowania baterii, natomiast dioda świecąca D3 sygnalizuje zakończenie procesu ładowania baterii.



Rys. 3. Schemat prostownika z ograniczeniem napięcia ładowania

Gdy do zasilacza przyłączy się nie naładowaną baterię, napięcie na jej zaciskach jest mniejsze niż napięcie umożliwiające przewodzenie diod D2 i D3. W czasie ładowania napięcie baterii rośnie. Po osiągnięciu maksymalnej wartości napięcia, diody D2 i D3 zaczynają przewodzić, napięcie baterii przestaje wzrastać, większa część prądu I0 płynie teraz przez diody D2 i D3. Nie ma zatem niebezpieczeństwa nadmiernego ładowania baterii, jeśli zapomni się ją odłączyć.

Zaprojektowanie układu nie jest skomplikowane. Jako przykład mogą posłużyć obliczenia prostownika nadającego się do regenerowania baterii złożonych z sześciu ogniw R14, R20 lub dwóch płaskich baterii typu 3R12. Przyjęto następujące dane prostownika: $U_2 = 24 \text{ V}$, $I_0 = 30 \text{ mA}$, $U_0 = 9 \text{ V}$.

$$R1 = \frac{24-9}{2,2 \cdot 0,03} = 220$$

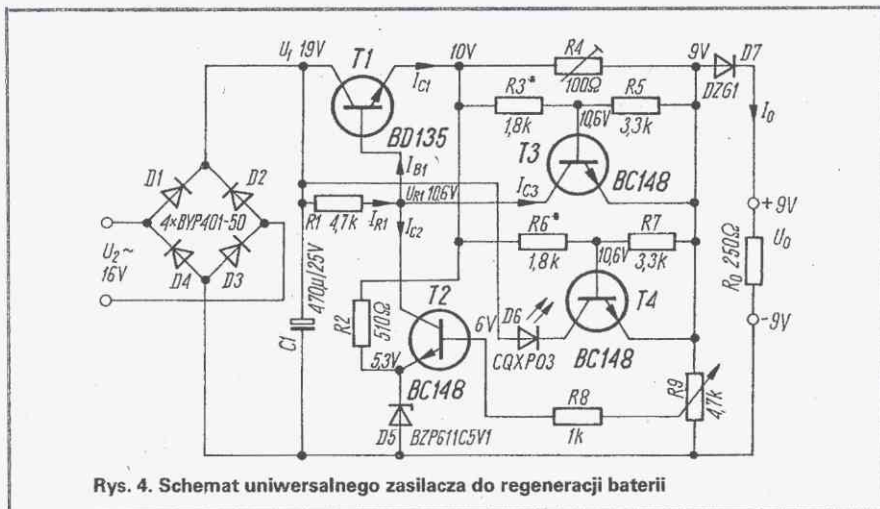
$$R2 = 10 \cdot 220 = 2200\Omega$$

Maksymalne napięcie ładowania baterii złożonej z sześciu ogniw wynosi: $U_0 = 6 \times 1,7 = 10,2 \text{ V}$.

Napięcie przewodzenia diody świecącej czerwono UD3 = 1,65 V, wobec tego napięcie robocze diody Zenera będzie: $U_{D2} = U_0 - U_{D3} = 10,2 - 1,65 = 8,55 \text{ V}$.

Taką wartość napięcia Zenera mogą mieć diody typu BZP683C8V2 lub C9V1; trzeba wybrać odpowiedni egzemplarz. W układzie należy zastosować diodę świecącą czerwono, ponieważ jej napięcie przewodzenia w minimalnym stopniu zależy od prądu przewodzenia.

Gdy prąd I0 przekroczy zadaną wartość, tranzystor T3 zacznie przewodzić i popłynie prąd IC3. Wobec tego musi się zmniejszyć prąd IB1, a w konsekwencji także prąd I0, niemal do wartości uprzednio zadanej. Prawie jednocześnie z tranzystorem T3 odblokowuje się tranzystor T4,



Rys. 4. Schemat uniwersalnego zasilacza do regeneracji baterii

Dla wszystkich, którzy zamierzają regenerować baterie różnych typów, o różnych napięciach, a prócz tego eksperymentują z układami elektronicznymi pobierającymi niewiele prądu, będzie przydatny uniwersalny zasilacz, którego schemat przedstawiono na rys. 4. Zasilacz ten ma nie tylko regulowane napięcie wyjściowe, ale również układ ograniczający do żądanej wartości natężenie prądu wyjściowego.

Tranzystor T1 pracuje w układzie szeregowego regulatora prądu, tranzystor T2 jako wzmacniacz błędów, tranzystor T3 jako element wzmacniający układu ogranicznika prądu, wreszcie tranzystor T4 jest wzmacniaczem sterującym świecącą diodą wskaźnikową D6.

Dla uproszczenia objaśnień przyjęto, że układ z rys. 4 pracuje jako stabilizowany zasilacz obciążony rezystorem R0.

Jeżeli napięcie wyjściowe zmniejszyłoby się z jakichkolwiek powodów, to zmiana ta spowoduje również zmniejszenie napięcia bazy tranzystora T2, a więc i prądu kolektora IC2. Wobec tego większa niż dotychczas część prądu IR1 popłynie do tranzystora T1 zwiększając jego występowanie, a więc i natężenie prądu IC1. Wzrośnie wtedy prąd I0, a napięcie wyjściowe wróci do nastawionej wartości. Gdyby napięcie wyjściowe na przykład wzrosło, zmiany w układzie będą przebiegać odwrotnie niż poprzednio.

Prąd obciążenia przepływa przez rezystor R4 wywołując na nim spadek napięcia. Jeżeli prąd I0 ma wartość mniejszą niż poprzednio nastawiona za pomocą potencjometru R4, to tranzystor T3, którego baza jest zasilana przez dzielnik z rezystorami R3 i R5, będzie zatłoczony.

który jest podobnie włączony jak tranzystor T3, a płynący w jego obwodzie prąd spowoduje świecenie diody sygnalizacyjnej D6.

Założono dla zasilacza następujące podstawowe dane techniczne:

- napięcie wyjściowe U_0 : regulowane w granicach 6...12 V
- maksymalny prąd obciążenia I0: 100 mA
- ogranicznik prądu obciążenia: umożliwiający regulację w granicach od 10 do 100 mA,
- napięcie stałe na wejściu stabilizatora: 18...20 V.

Pewnych wyjaśnień wymagają obliczanie i zasady doboru poszczególnych elementów układu. Wprawdzie na schemacie podano typy tranzystorów i diod, ale sprawdzono również działanie układu wyposażonego w niepełnowartościowe elementy z zestawów produkcji CEMI przeznaczonych dla radioamatorów.

Tranzystor T1 pochodzi z zestawu nr 3 „Tranzystory krzemowe w obudowie metalowej”. Jest to tranzystor w obudowie TO39 z niebieską kropką. Wybrano egzemplarz, którego $U_{CE0 \text{ max}} > 20 \text{ V}$. Pozostałe tranzystory mogą pochodzić z zestawu nr 3 lub nr 4. Są to tranzystory w obudowach TO18, TM1 lub TO92 o polaryzacji n-p-n, a więc bez kolorowych oznaczeń.

W prostowniku zastosowano wybrane germanowe diody prostownicze 0,3 A z zestawu nr 1, których napięcie $U_{RM} > 30 \text{ V}$. Dioda D7 germanowa pochodzi z tego samego zestawu.

Można z powodzeniem zastosować także elementy półprzewodnikowe dla radioamatorów dostarczane przez CEMI nie

w zestawach, lecz jako pojedyncze sztuki. W prostowniku mogą pracować wybrane egzemplarze diod Y401 o wyższym napięciu wstecznym. Dioda D6 może być typu Q40, Q431, Q441. Tranzystor T1 – D135 lub C211. Tranzystory T2, T3, T4 – C108 lub C148. Tranzystor T1 powinien być zaopatrzony w niewielki radiator o powierzchni 15...20 cm².

Określenie wartości pozostałych, biernych elementów układu nie będzie sprawiło większych trudności.

Założono maksymalny prąd zasilacza $I_0 = 100$ mA, a współczynnik h_{21E} tranzystora T1 – 50. Stąd $I_{B1} = 2$ mA. Gdy tranzystor T1 jest w pełni wystawiany, a ogranicznik prądu jeszcze nie działa, prądy IC2 oraz IC3 praktycznie nie płyną i wtedy $I_{R1} = I_{B1} = 2$ mA.

$$R1 = \frac{U1 - U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{19 - 11}{2,0} = 4 \text{ k}\Omega$$

Ostatecznie w trakcie prób układu przyjęto wartość 4,7 Ω .

Rezystor R2 ma tak wybraną wartość, aby nawet przy najniższym napięciu wyjściowym zasilacza powodował przepływ prądu około 2 mA przez diodę D5.

$$R2 = \frac{U_0 - U_{D5}}{I_{R2}} = \frac{6 - 5,1}{2} = 0,45 \text{ k}\Omega$$

Przyjęto wartość 510 Ω .

Na potencjometrze R4 powstaje spadek napięcia wykorzystywany następnie w układach ograniczania prądu wyjściowego I0 i sterowania diodą sygnalizacyjną D6. Do wystawiania tranzystorów T3 i T4 potrzebne jest napięcie 0,7...0,8 V; założono spadek napięcia na rezystorze R4 = 1 V. Najmniejszą wartość ograniczającego prądu określono na 10 mA. Można w oparciu o te dane obliczyć największą wartość potencjometru R4:

$$R4 = \frac{\Delta U_{R4}}{I_0} = \frac{1}{0,01} = 100 \text{ }\Omega$$

Chąc ograniczyć prąd wyjściowy do innej wartości trzeba ustawić odpowiednią wartość rezystora R4, np. dla $I_0 = 50$ mA będzie:

$$R4 = \frac{1}{0,05} = 20 \text{ }\Omega$$

Przyjęto, że prąd kolektora tranzystora T4 będzie rzędu 5 mA, współczynnik h_{21E} około 100, a więc prąd bazy $I_{B4} = 0,05$ mA. Wobec tego wystarczy jeśli przez dzielnik rezystorowy R6, R7 będzie płynął prąd rzędu 0,2 mA. Umożliwia to określenie sumarycznej rezystancji dzielnika:

$$R6 + R7 = \frac{\Delta U_{R4}}{I(R6 + R7)} = \frac{1}{0,2} = 5 \text{ k}\Omega$$

Pamiętając, że napięcie U_{BE} powinno być około 0,7 V przyjęto wartości rezystorów bazy $R6 = 1,8 \text{ k}\Omega$ i $R7 = 3,3 \text{ k}\Omega$. Rezystory o takich samych wartościach znajdują się

w dzielniku bazy tranzystora T3. Oszacowano również, że i prąd bazy tranzystora T2 będzie miał wartość około 0,05 mA. Wobec tego prąd płynący przez potencjometr R9 nie powinien być mniejszy niż 0,2...0,5 mA. Potencjometr o wartości 4,7 k Ω spełnia ten warunek.

Rezystor R8 zapobiega uszkodzeniu tranzystora T2, bo w przypadku ustawienia ślizgacza potencjometru w górnym skrajnym położeniu, przez bazę tranzystora T2 płynąłby prąd o zbyt dużym natężeniu.

Pojemność kondensatora C1 dobrano eksperymentalnie. Stosowanie diody D7 nie jest konieczne; zastosowano ją wyłącznie w tym celu, aby zapobiec rozładowaniu się regenerowanej baterii dołączonej do zasilacza po jego wyłączeniu. Podczas wstępnego uruchamiania układu najwygodniej potencjometr R4 nastawić na zero. Następnie należy przyłączyć rezystor obciążający R0 i sprawdzić działanie stabilizatora, kontrolując napięcia w charakterystycznych punktach układu. Regulację układów ograniczania i sygnalizacji należy przeprowadzić w następujący sposób: dołączyć rezystor obciążenia, np. 200 Ω i nastawić napięcie wyjściowe 10 V. Przez rezystor R0 będzie płynął prąd 50 mA. Dołączyć miernik napięcia do końcówek rezystora R4; nastawić taką jego wartość, aby spadek napięcia osiągnął wartość 1,0 V, po czym miernik napięcia dołączyć do zacisków wyjściowych zasilacza. Rezystor R3 zastąpić potencjometrem i dobrać taką rezystancję, aby zaczął działać układ ograniczania. Można ten moment rozpoznać po tym, że zaobserwuje się spadek napięcia wyjściowego. Po wylutowaniu potencjometru zmierzyć jego rezystancję i wylutować rezystor R3 o odpowiedniej wartości. Podobnie należy postępować dobierając rezystor R6. Ustalić taką jego wartość, aby po osiągnięciu progu ograniczania zaczynała świecić dioda sygnalizacyjna D6. Po wylutowaniu potencjometru zastąpić go rezystorem R6 o właściwej wartości.

Potencjometr R4 można wyskalować, zaznaczając rezystancję, np. co 10 Ω lub jeszcze wygodniej, nanieść na skalę od razu wartości ograniczanego prądu.

Poniżej przedstawiono wyniki pomiarów wykonanego modelu zasilacza. Na schemacie (rys. 4) zaznaczono napięcia w ważniejszych punktach układu. Podczas pomiarów dioda D7 była zwarta.

Przed wszystkim zmierzono zakres regulacji napięcia U_0 . Przy tym pomiarze $R4 = 0$. Uzyskano wynik: $U_0 = 5,8...13$ V. Zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia określono zmniejszając rezystancję obciążenia. Uzyskano następujące wyniki:

I_0 [mA]	40	60	80
U_0 [V]	9,0	8,9	8,8

Można uznać te wyniki za dobre.

Następnie sprawdzono działanie układu ograniczania prądu wyjściowego, zmniejszając po nastawieniu progu ograniczania rezystancję obciążenia. Wyniki były następujące:

R_0 [Ω]	250	150	100
I_0 [mA]	36	45	50

Dwu- i półkrotnemu zmniejszeniu rezystancji obciążenia odpowiada wzrost prądu I_0 o 40%. Taką skuteczność ograniczania można uznać za wystarczającą, chociaż jej efektywność pogarsza wpływ prądu o natężeniu kilku miliamperów, płynącego przez diodę D6 i tranzystor T4 do obwodu wyjściowego z pominięciem układu ograniczania.

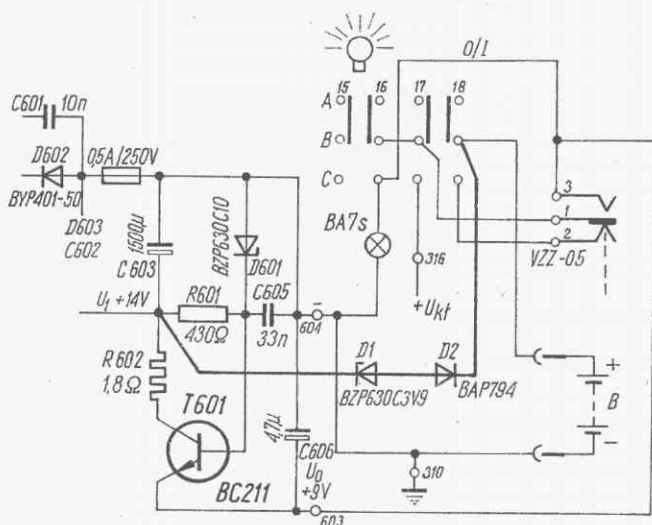
Sposób wykorzystania stabilizatora do zasilania różnych próbników układów nie wymaga objaśnień. Przy używaniu zasilacza do regeneracji baterii należy nastawić właściwe napięcie wyjściowe i poziom ograniczania prądu. Na przykład, do regeneracji 5 ogniw R14 używanych w radiomagnetofonie MK2500 właściwe napięcie wyjściowe wyniesie: $5 \times 1,7 \text{ V} = 8,5 \text{ V}$, prąd ładowania około 40 mA, co wymaga ustawienia rezystancji $R4 = 25 \Omega$. Częściowo wyladowana bateria będzie miała napięcie około 6,5 V. Po jej dołączeniu do zasilacza z nastawionym napięciem wyjściowym 8,5 V przez baterię płynąłby prąd znacznie większy niż 40 mA, ale nie pozwoli na to układ ograniczania. Prąd ładowania będzie miał początkowo natężenie nieco większe niż 40 mA, natomiast zmniejszy się napięcie wyjściowe i zaświeci dioda D6, sygnalizując działanie ograniczania. W miarę upływu czasu stopień ograniczania będzie się zmniejszał i świecenie diody będzie przygasać, a napięcie wyjściowe wzrastać. Regenerację można uznać za zakończoną, gdy dioda przestanie świecić co jest równoznaczne z osiągnięciem końcowego napięcia ładowania baterii – w omawianym przypadku 8,5 V.

Jeżeli bateria jest użytkowana w urządzeniu, które ma wbudowany zasilacz sieciowy, to prawdopodobnie będzie można ten zasilacz wykorzystać do regenerowania baterii bez wyjmowania ich z pojemnika w urządzeniu.

Sposób wykonania układu do regeneracji opisano na przykładzie odbiornika batteryjno-sieciowego „Wanda”. Poniższe wskazówki można wykorzystać przy przeróbkach tego rodzaju w innym sprzęcie.

Na rysunku 5 przedstawiono fragment schematu odbiornika „Wanda”.

Wewnętrzny stabilizator z tranzystorem T601 i diodą Zenera D601 dostarcza napięcia 9 V do zasilania układu odbiornika. To napięcie jest zbyt małe, ponieważ do regeneracji jest potrzebne napięcie 10,2 V. Wobec tego należy wykorzystać wyższe napięcie 14 V, jakie jest na końcówkach kondensatora elektrolitycznego C603. To napięcie jest z kolei zbyt duże.



Rys. 5. Schemat układu do regeneracji baterii w odbiorniku „Wanda”

Można je zredukować dwoma sposobami: stosując rezystor redukcyjny lub diodę Zenera. Ten drugi sposób jest znacznie lepszy, ponieważ dioda Zenera gwarantuje, że napięcie baterii nie wzrośnie nadmiernie nawet wtedy, gdy regeneracja baterii będzie prowadzona zbyt długo. Na schemacie (rys. 5) zaznaczono grubszą

linią dodatkowe elementy i przewody zainstalowane w zasilaczu odbiornika. Okażało się konieczne zastosowanie dodatkowej diody D2, ponieważ po odłączeniu odbiornika od sieci baterie rozładowałyby się poprzez żaróweczkę BA7s w powstałym obwodzie: „+” baterii, dioda D1, rezystor R602, tranzystor T601, żarówka

BA7s, „-” baterii. Rezystor R601 wprowadza tranzystor w stan przewodzenia. Napięcie diody Zenera D1 łatwo obliczyć ze wzoru:

$$UD1 = U1 - (U0 + UD2) = 14 - (9 + 0,8) = 4,2 \text{ V}$$

W układzie zastosowano diodę Zenera o napięciu 3,9 V.

Odbiornik „Wanda” nie ma wyłącznika napięcia sieci, toteż baterie są regenerowane gdy odbiornik jest włączony do sieci, niezależnie od tego czy gra, czy nie, to znaczy czy został wyłączony przyciskiem. Włączenie odbiornika do sieci sygnalizuje świecenie żarówki oświetlającej skalę. Z doświadczeń wynika, że stosując systematycznie ładowanie regeneracyjne udaje się kilkakrotnie przedłużyć czas użytkowania baterii.

Autor będzie wdzięczny Czytelnikom za nadsyłanie do Redakcji wszelkich własnych uwag, spostrzeżeń i doświadczeń związanych z regeneracją ogniw, baterii oraz z ładowaniem akumulatorów Ni-Cd. Ciekawsze uwagi będziemy publikować na łamach „Radioelektronika”, ponieważ sądzimy, że sprawa regeneracji będzie jeszcze przez dłuższy czas aktualna wobec wyższej obecnie ceny i trudności z nabywaniem baterii.

Minitransceiver SSB „Bartek” na pasmo 80 m

mgr inż. ANDRZEJ JANECEK

Konstrukcja minitransceivera była pomyślana jako urządzenie wakacyjno-wycieczkowe małej mocy (QRP), o niewielkich wymiarach i ekonomicznym zasilaniu. Wykonany model bardzo dobrze spełnił założenia, którymi kierował się autor przy jego konstruowaniu: nadaje się do pracy z terenowego, a po dołączeniu wzmacniacza liniowego większej mocy, również z domowego QTH. Jest prosty w budowie, w związku z czym może być dość szybko wykonany nawet przez początkujących krótkofalowców. Ze względu na prostotę konstrukcji i dostępność (wyłącznie krajowych) podzespołów, urządzenie to można polecić do samodzielnego wykonania wszystkim młodym konstruktorom, którzy – jak wiadomo z własnych doświadczeń – dość łatwo zniechęcają się, gdy opisy urządzeń amatorskich dotyczą konstrukcji skomplikowanych, wymagających dość dużego doświadczenia, pracochłonnych i kosztownych.

PODSTAWOWE DANE TECHNICZNE

Moc wyjściowa nadajnika: około 3 W
Tłumienie wstęgi bocznej: > 35 dB
Tłumienie fali nośnej: > 40 dB

Czułość odbiornika ze wzmacniaczem w.c.z.: około 1 μ V dla S/N = 10 dB

Selektywność: 2,4 kHz przy -6 dB, 5,6 kHz przy -45 dB

Moc wyjściowa m.c.z.: około 1 W (z głośnikiem 10 Ω)

Możliwość pracy tylko SSB, a po dołączeniu generatora akustycznego z układem BK (na oddzielnej płytce) również CW

Zasilanie całego urządzenia z zewnętrznego zasilacza stabilizowanego 12...13,5 V, z akumulatora 12 V lub z trzech płaskich baterii 3R12

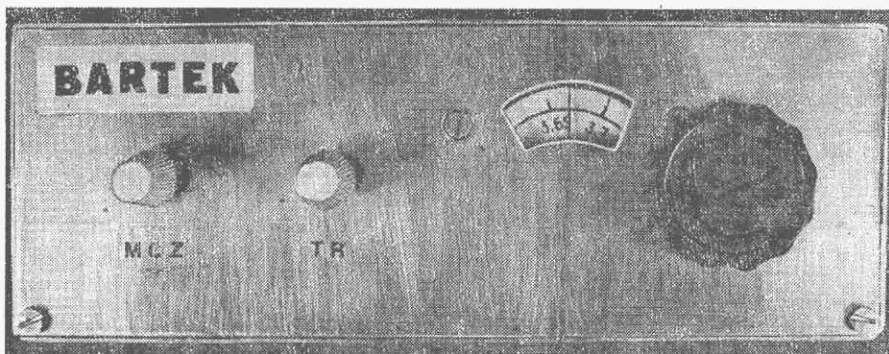
Pobór prądu przy odbiorze około 65 mA; przy nadawaniu do 0,5 A

Uruchomienie nadajnika przyciskiem przy mikrofonie.

Całe urządzenie (oprócz wzmacniacza w.c.z., który dołączony został w końcowej fazie budowy transceivera) zmontowano na jednej płytce i zamknięto w aluminiowej obudowie o wymiarach około 170 x 170 x 60 mm.

Odbiornik ze wzmacniaczem w.c.z. charakteryzuje niezbyt duża odporność na modulację skrośną ze względu na zastosowany mieszacz z układem scalonym UL1242 (o czym będzie mowa w dalszej części opisu), jednak tłumik na wejściu umożliwia dobry odbiór nawet w porze nocnej, gdy poziom sygnałów jest duży.

Rys. 1. Widok zewnętrzny przedniej ścianki transceivera. Fot. R. Szalów



Widok płyty czołowej transceivera przedstawiono na rysunku 1, a uproszczony schemat blokowy na rysunku 2.

Układ urządzenia zbliżony jest do układu popularnego w Stanach Zjednoczonych i Europie Zachodniej transceivera ATLAS. Zasadnicza różnica między opisywanym układem a układem ATLAS'a polega na zastąpieniu pierścieniowych mieszaczy-modulatorów diodowych – popularnymi układami scalonymi UL1242N (TBA120S, A220). Dzięki temu uzyskano małą liczbę części składowych (układy scalone

tor nastawny 1 M Ω służy do zrównoważenia układu po stronie prądu stałego. Dioda D5 jest spolaryzowana zaporowo, co zapewnia maksymalne wzmocnienie układu scalonego. Wymagana jest tu dioda o jak najmniejszej upływności (w transceiverze modelowym zastosowano diodę krzemową BAY55).

Dopasowanie impedancji wyjściowej mieszacza (około 2,7 k Ω) do impedancji czterokwarcowego filtra Mc Coy'a (XF) osiągnięto przez dobranie odczepu na obwodzie rezonansowym L1. Z drugiej stro-

nastawnym PR). Dodatkowe tłumienie fali nośnej, około 15 dB, daje filtr kwarcowy. Pojedynczy tranzystor układu scalonego US1 (UL1242N) został wykorzystany jako wzmacniacz mikrofonowy w układzie OE. Wzmocnienie tego tranzystora (około 15 dB) wystarcza do wysterowania modulatora z mikrofonu dynamicznego MDU 22 wz lub z popularnej wkładki telefonicznej W-66.

Napięcie modulujące jest doprowadzane do wyprowadzenia 7 poprzez dwójnik RC (1 k Ω , 0,1 μ F). Ograniczenie sygnału modulującego w pasmie powyżej 3 kHz, polepszające jakość emisji SSB, uzyskano przez zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego polegającego na włączeniu kondensatora 1,5 nF między kolektor a bazę.

Napięcie wyjściowe (wyprowadzenie 8 US1) dochodzi do ok. 0,2 V, co jest wartością zbyt dużą do doprowadzenia do układu scalonego US2, który pracuje teraz jako mieszacz.

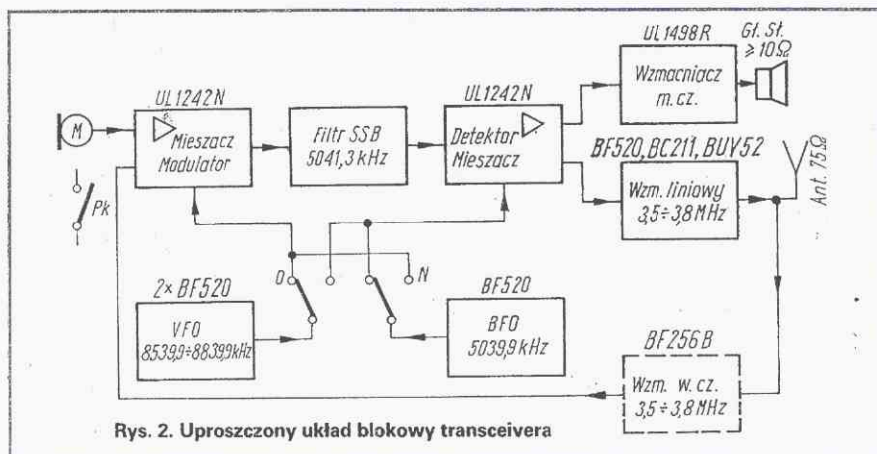
Skuteczne zmniejszenie amplitudy sygnału wyjściowego z układu scalonego US1 dokonano przez dołączenie rezystancji zewnętrznej do wyprowadzenia 5 (dioda D5 jest w tym przypadku spolaryzowana w kierunku przepustowym).

Mieszacz układu scalonego US2 jest wykonany identycznie jak modulator w układzie formowania sygnału, toteż na jego wyjściu występuje znikoma wartość niepożądanych częstotliwości. Zrównoważenie układu przeprowadzono podobnie jak w US1 rezystorem nastawnym 1 M Ω .

Trzystopniowy wzmacniacz wyjściowy zrealizowano z tranzystorami T1, T6, T7. Przez dobór odpowiedniego punktu pracy wszystkie stopnie pracują liniowo, zapewniając małe zniekształcenia i duże wzmocnienie. Sprzężenie między tranzystorami T1 i T6 zrealizowano za pomocą filtra dwuobwodowego zestrojonego na stałe. Dzięki nadkrytycznemu sprzężeniu obwodów filtr ten, podobnie jak identyczny filtr w torze odbiorczym, pokrywa całe pasmo amatorskie (3,5...3,8 MHz) z poziomem – 6 dB.

W kolektorze tranzystora T6 znajduje się szerokopasmowy transformator w.cz. (Tr), którego wtórne uzwojenie steruje bazę stopnia wyjściowego.

W stopniu mocy na uwagę zasługuje diodowa stabilizacja punktu pracy. Spolaryzowana w kierunku przewodzenia dioda D4, umieszczona bezpośrednio pod obudową tranzystora T7, zapewnia jego częściową ochronę przed przeciążeniami. Wzrost temperatury obudowy tranzystora mocy powoduje zmniejszenie się przedpięcia, a zatem i prądu spoczynkowego. Dopasowanie impedancji wyjściowej tranzystora mocy do impedancji obciążenia 75 Ω osiągnięto za pomocą odczepu cewki L3. Obwód wyjściowy ma



Rys. 2. Uproszczony układ blokowy transceivera

UL1242 w zastosowanym układzie dają wzmocnienie napięciowe około 60 dB, w odróżnieniu od mieszaczy diodowych, w których następuje strata wzmocnienia ponad 6 dB) przy nieco gorszych właściwościach dynamicznych i mniejszej odporności na modulację skrośną.

OPIS UKŁADU ELEKTRYCZNEGO

Schemat ideowy układu transceivera przedstawiono na rysunku 3.

Tor odbiornika

Sygnał z anteny jest doprowadzany przez tłumik regulowany (potencjometr P2) do dwuobwodowego filtra F1. Zmniejszenie wartości sygnału niepożądanego tłumikiem, jakkolwiek osłabia również sygnał pożądaný, chroni jednak układ scalony US1 przed przesterowaniem. Tłumik ten jest także nieodzowny ze względu na silne sygnały pobliskich stacji, zwłaszcza w dużych aglomeracjach miejskich.

Zabezpieczenie odbiornika przed uszkodzeniem US1 podczas nadawania osiągnięto przez zwieranie wejścia do masy (przekładnik MT6(b) i dodatkowo przez ogranicznik diodowy D1, D2. Aby ogranicznik działał skutecznie, należy stosować diody o małej pojemności złącza, najlepiej germanowe z serii DG, które mają mniejsze napięcie progowe niż diody krzemowe.

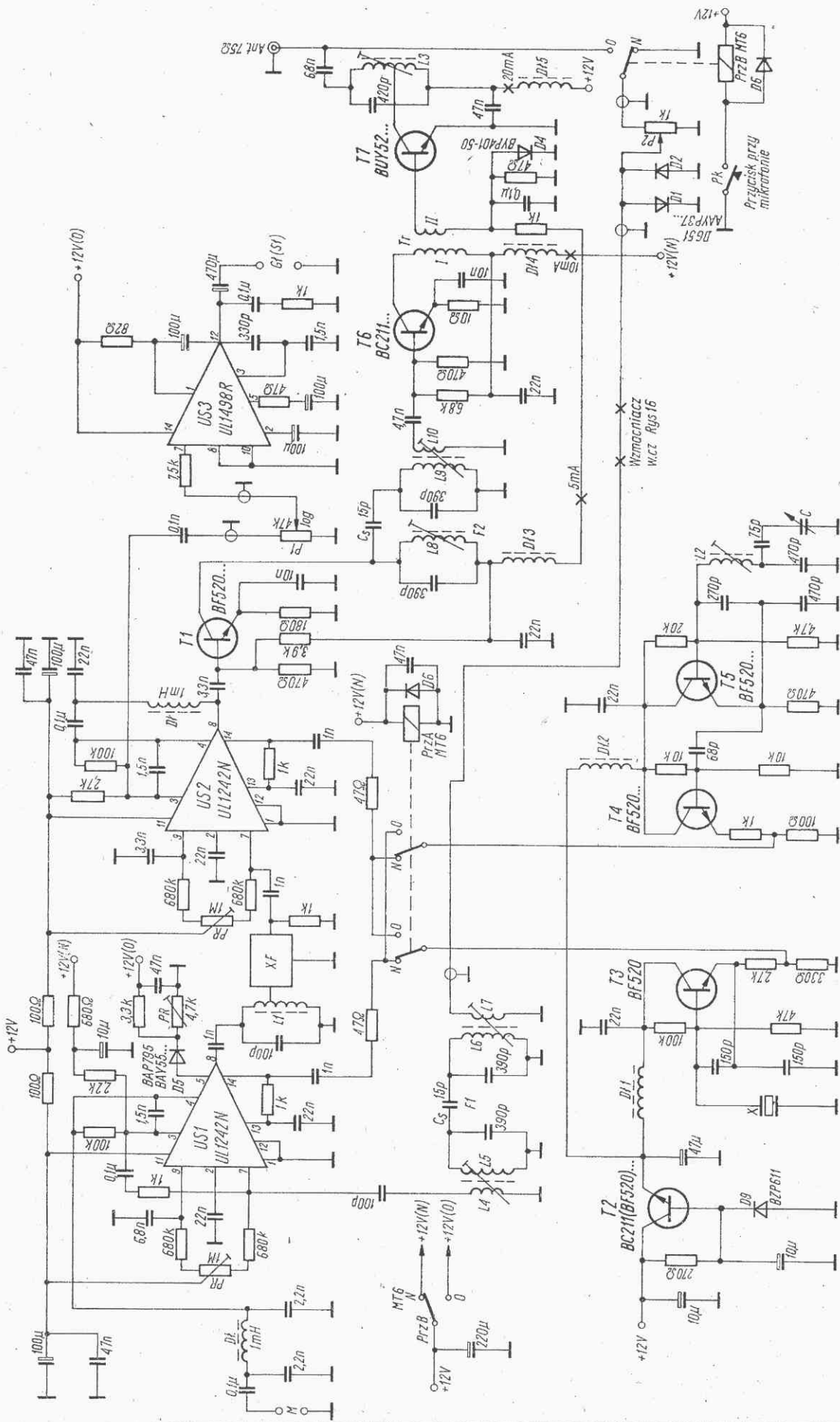
Podczas odbioru układ scalony US1 pracuje jako mieszacz zrównoważony. Rezyst-

ny filtr jest obciążony rezystorem 1 k Ω . Dopasowanie tych impedancji (wejściowej i wyjściowej) jest bardzo ważne ze względu na uzyskanie odpowiedniej charakterystyki filtra.

Układ scalony US2 pracuje jako detektor zrównoważony, a z jego wyjścia sygnał m.cz. steruje przedwzmacniacz m.cz. z pojedynczym tranzystorem układu scalonego UL1242N (wyprowadzenie 3, 4, 12) przez dławik filtrujący 1 mH. Sygnał m.cz. wzmocniony o ponad 20 dB i częściowo ograniczony w pasmie częstotliwości powyżej 3 kHz (dzięki dławikowi i kondensatorom 22 nF i 1,5 nF) zostaje doprowadzony przez potencjometr siły dźwięku (P1) do wzmacniacza mocy m.cz. układu scalonego US3 (UL1498R). Wzmacniacz ten nie wymaga omówienia, warto jednak wspomnieć, że przez dobór rezystora w dwójniku RC, dołączonego do wyprowadzenia 5, można ustawić maksymalną wartość wzmocnienia napięciowego, przy którym układ pracuje jeszcze stabilnie nie powodując zniekształceń sygnału wyjściowego. Natomiast kondensatory w pętli sprzężenia zwrotnego (330 pF i 1,5 nF) kształtują charakterystykę mocy wyjściowej w funkcji częstotliwości.

Tor nadajnika

Podczas nadawania układ scalony US1 pracuje jako modulator zrównoważony. Tłumienie fali nośnej na wyjściu wynosi około 35 dB (równoważenie rezystorem



Rys. 3. Schemat ideowy transceiwera

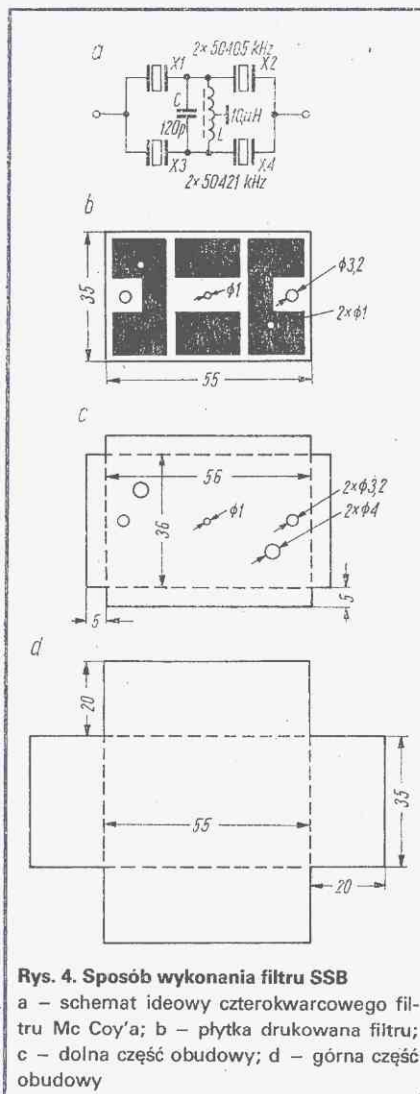
stosunkowo małą dobroć, przeto odznacza się płaską charakterystyką przenoszenia i nie wymaga dostrajania w paśmie 3,5...3,8 MHz. Obwód ten podczas odbioru jest nie odłączony, przez co poprawia wypadkową selektywność dwuobwodowego filtra wejściowego.

Generatory

Generator fali nośnej o częstotliwości 5039,9 kHz (przy odbiorze generator BFO) pracuje w układzie prostego generatora kwarcowego rezonansu równoległego z tranzystorem T3. Ponieważ napięcie na wyprowadzeniu 14 układu scalonego UL1242 nie może przekraczać 50 mV (ze względu na możliwość przesterowania), napięcie wyjściowe generatora kwarcowego jest pobierane z dzielnika oporowego w emiterze.

Generator VFO pracuje na częstotliwości większej od odbieranej o wartość częstotliwości pośredniej, czyli 8539,9...8839,9 kHz, dzięki czemu zapewniona jest właściwa wstęga odbieranej częstotliwości. Pracuje on w stabilnym układzie Clapp'a z tranzystorem T5. Po generatorze następuje separator z tranzystorem T4 w układzie OC (wtórnik emiterowy). Lepszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie wtórника z tranzystorem polowym, jednak przyjęte rozwiązanie w zupełności wystarcza, ponieważ układy scalone UL1242 zawierają wewnątrz rozbudowany separator w postaci szeregu szerokopasmowych wzmacniaczy różnicowych.

Dzielnik napięcia w emiterze tranzystora T4, podobnie jak w generatorze kwarcowym, zapewnia odpowiednią amplitudę sygnału wyjściowego. Zamianę sygnałów z BFO i VFO podczas nadawania i odbioru osiągnięto przez odpowiednie połączenie zestyków przełącznika MT6 (Prz. A). Dla uniezależnienia się od wahań napięcia zasilającego, które w zdecydowany sposób mogłoby wpływać na stabilność częstotliwości urządzenia, obydwa generatory zasilane są z prostego stabilizatora szeregowego z tranzystorem T2.



Rys. 4. Sposób wykonania filtra SSB

a - schemat ideowy czterokwarcowego filtra Mc Coy'a; b - płytka drukowana filtra; c - dolna część obudowy; d - górna część obudowy

Filtr kwarcowy

Największy problem, zwłaszcza początkującym krótkofalowcom, sprawia filtr kwarcowy. Trudności związane z nabyciem oraz wysoka cena przemawiają za samodzielnym jego wykonaniem.

Filtr w opisywanym urządzeniu zmontowano w czterokwarcowym układzie Mc Coy'a (rys. 4a) z rezonatorów kwarcowych pochodzących z demobilowych ra-

diostacji 10 RT (większość klubów ma w swoich zapasach takie rezonatory; były one również swego czasu rozprowadzane przez ZG PZK). Rezonatory te dają się przestrajac w górę przez lekkie pocieranie gumką kreślarską, dlatego dość łatwo można zestawiać dwie pary rezonatorów o odstepie częstotliwości 1,6 kHz. Piąty rezonator, pracujący w generatorze fali nośnej, przestrojono w dół o około 600 Hz, czyli do częstotliwości 5039,9 kHz przez kilkakrotne potarcie napylonej srebrem powierzchnii płytki kwarcowej złotym (lub srebrnym) pierścieniem. Dobór rezonatorów, określenie ich częstotliwości, jak również sam proces przestrajania jest obszernie opisany w literaturze [3].

Filtr zmontowano na płytce drukowanej (rys. 4b), do której od strony druku przylutowano sprężynujące uchwyty wymontowane z bakelitowej obudowy kwarców. Odpowiedni docisk uchwytów należy ustalić indywidualnie dla każdej płytki, doginając je tak, aby płytki nie wysuwały się pod wpływem wstrząsów.

Obwód rezonansowy L dla lepszej symetrii nawinięto bifilarnie przewodem w izolacji igelitowej na pierścieniu ferrytowym. Środek uzwojenia jest przełożony przez otwór $\varnothing 1$ mm, wykonany w płytce drukowanej i dolnej obudowie z blachy, a następnie przylutowany w ostatecznej fazie montażu filtra do zewnętrznej obudowy (masy). Kondensator C jest przełożony przez toroid z nawiniętymi uzwojeniami i daje z indukcyjnością cewki rezonans na częstotliwości około 0,9 GFN, czyli około 4,6 MHz.

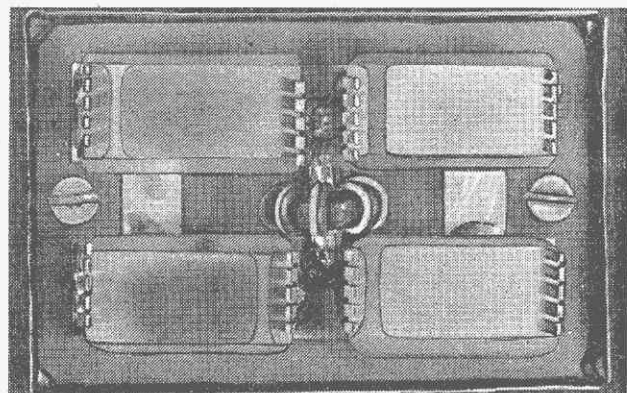
Na rys. 4c, d przedstawiono sposób wykonania obudowy z blachy ocynowanej (np. z puszek po konserwach).

Zmontowany filtr bez górnej części obudowy ilustruje rys. 5, zaś rysunek 6 - filtr zmontowany od strony wyprowadzeń.

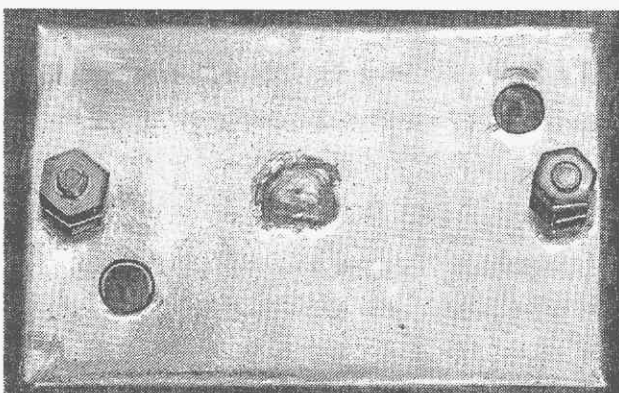
Te same wkręty M3, którymi przymocowano płytkę drukowaną filtra do jego obudowy, służą do przykręcenia filtra do płytki transceivera.

Cd. na str. 26

Rys. 5. Widok zmontowanego filtra bez górnej części obudowy.



Rys. 6. Widok zewnętrzny filtra od strony wyprowadzeń.



Fot. R. Szalow

Wzmacniacz stereofoniczny Hi-Fi Trawiata WS-301S

Produkowany w ZR DIORA wzmacniacz stereofoniczny WS-301S jest nowoczesnym uniwersalnym wzmacniaczem klasy Hi-Fi, odpowiadającym wymaganiom norm międzynarodowych na sprzęt Hi-Fi. We wzmacniaczu zastosowano szereg nowoczesnych rozwiązań konstrukcyjnych i układowych, jak: psofometryczny filtr KONTUR, układ filtrów małych częstotliwości, niezależną regulację barwy dźwięku dla tonów niskich i wysokich, korekcję wg RIAA w przedwzmacniaczach współpracujących z gramofonem z przetwornikiem magnetoelektrycznym, zespół czterech gniazd głośnikowych umożliwiających tzw. ambiofoniczne odtwarzanie dźwięków oraz zespół gniazd wejściowych i przełączników umożliwiających dołączenie na stałe do wzmacniacza dwóch magnetofonów, gramofonu z przetwornikiem magnetoelektrycznym, tunera oraz innego dowolnego źródła sterującego o napięciu wyjściowym 200 mV i impedancji 220 k Ω , np. projektora kinowego. Ze wzmacniaczem może współpracować też gramofon z przetwornikiem piezoelektrycznym ale z odpowiednim układem dopasowującym.

Wymienione cechy wzmacniacza oraz jego konstrukcja powodują, że może on stanowić element uzupełniający każdy tzw. zestaw „skoordynowany” Hi-Fi, zestawiany z wyrobów zakładów produkcyjnych UNITRA. Najbardziej skoordynowany zestaw stanowi on z tunerami FAUST AS-205S lub AS-206S oraz z magnetofonem kasetowym MDS-410S (wszystkie te urządzenia są wykonywane w wersji FRONT PANEL) i z gramofonem ALTUS G-8010.

Schemat ideowy wzmacniacza WS-301S przedstawiono na str. 24–25.

DANE TECHNICZNE

Charakterystyka wejść wzmacniacza:

- a – wejście korekcyjne (gramofon z przetwornikiem magnetoelektrycznym)
 - czułość $\leq 2,5$ mV
 - impedancja $47\text{ k}\Omega \pm 20\%$
- b – wejścia liniowe (tuner, uniwersalne, magnetofon 1, magnetofon 2)
 - czułość ≤ 200 mV
 - impedancja $\geq 220\text{ k}\Omega$

Znamionowa moc wyjściowa: 2×20 W przy $R_{obc} = 2 \times 8\ \Omega$

Zniekształcenia nieliniowe: $\leq 0,2\%$ przy $f = 1$ kHz i znamionowej mocy wyjściowej

Pasma przenoszenia:

- a – wejście korekcyjne – krzywa RIAA z dopuszczalnym odchyleniem ± 2 dB
- b – wejście liniowe – 20...40 000 Hz z dopuszczalnym odchyleniem $\pm 1,5$ dB

Zakres regulacji barwy dźwięku:

- tony niskie ≥ 6 dB przy $f = 100$ Hz
- tony wysokie ≥ 6 dB przy $f = 10$ kHz

Tłumienie przesłuchu między kanałami: ≥ 45 dB przy $f = 1$ kHz

Zasilanie: 220 V, 50 Hz

Pobór mocy: 130 VA

Wymiary: 440×265×90 mm

Masa: 80 N (około 8,2 kg)

Wzmacniacz składa się z trzech podstawowych bloków: wejściowego, wyjściowego i sieciowego. Blok wejściowy zawiera wszystkie elementy umożliwiające dołączenie źródeł sterujących, odpowiednie ich przełączanie oraz wstępne wzmocnie-

nie sygnału sterującego. Blok wyjściowy zawiera płytkę wzmacniaczy mocy, gniazda wyjściowe i przełącznik umożliwiający wybór żądanego rodzaju obciążenia. Blok obwodu sieciowego składa się natomiast z transformatora sieciowego oraz trzech gniazd sieciowych umożliwiających zasilanie współpracujących ze wzmacniaczem źródeł sterujących. Jedno z gniazd jest odłączane od sieci w momencie wyłączenia wzmacniacza. Przeznaczone jest ono dla źródła sterującego, najczęściej używanego razem ze wzmacniaczem.

Gniazda tunera (G2), wejścia uniwersalnego (G3) oraz dwóch magnetofonów (G4 i G5) są przyłączane za pomocą obrotowego przełącznika PA oraz wyłączników PB i PC typu Isostat do przedwzmacniaczy pracujących z tranzystorami T201, T203, T301 i T303 (kanał prawy) oraz z tranzystorami T202, T204, T302 i T304 (kanał lewy). Gniazdo gramofonu z przetwornikiem magnetoelektrycznym (G1) jest połączone bezpośrednio ze wzmacniaczami korekcyjnymi zrealizowanymi z tranzystorami T101 i T103 (kanał prawy) oraz z tranzystorami T102 i T104 (kanał lewy). Wyjścia tych wzmacniaczy mają połączenia przez przełącznik źródeł zasilania PA, a następnie przez wyłączniki PB i PC z przedwzmacniaczami wspólnymi dla wszystkich źródeł sterujących.

Zwolnienie (wyłączenie) przycisków PB i PC umożliwia sterowanie wzmacniacza z wejść: G1 – gramofon z przetwornikiem magnetoelektrycznym, G2 – tuner lub G3 – wejście uniwersalne. Wciśnięcie jednego z przycisków PB lub PC uaktywnia wejście oznaczone wciśniętym przyciskiem i tak np. wciśnięcie przycisku PB umożliwia sterowanie wzmacniacza z wejścia G4 (magnetofon 2).

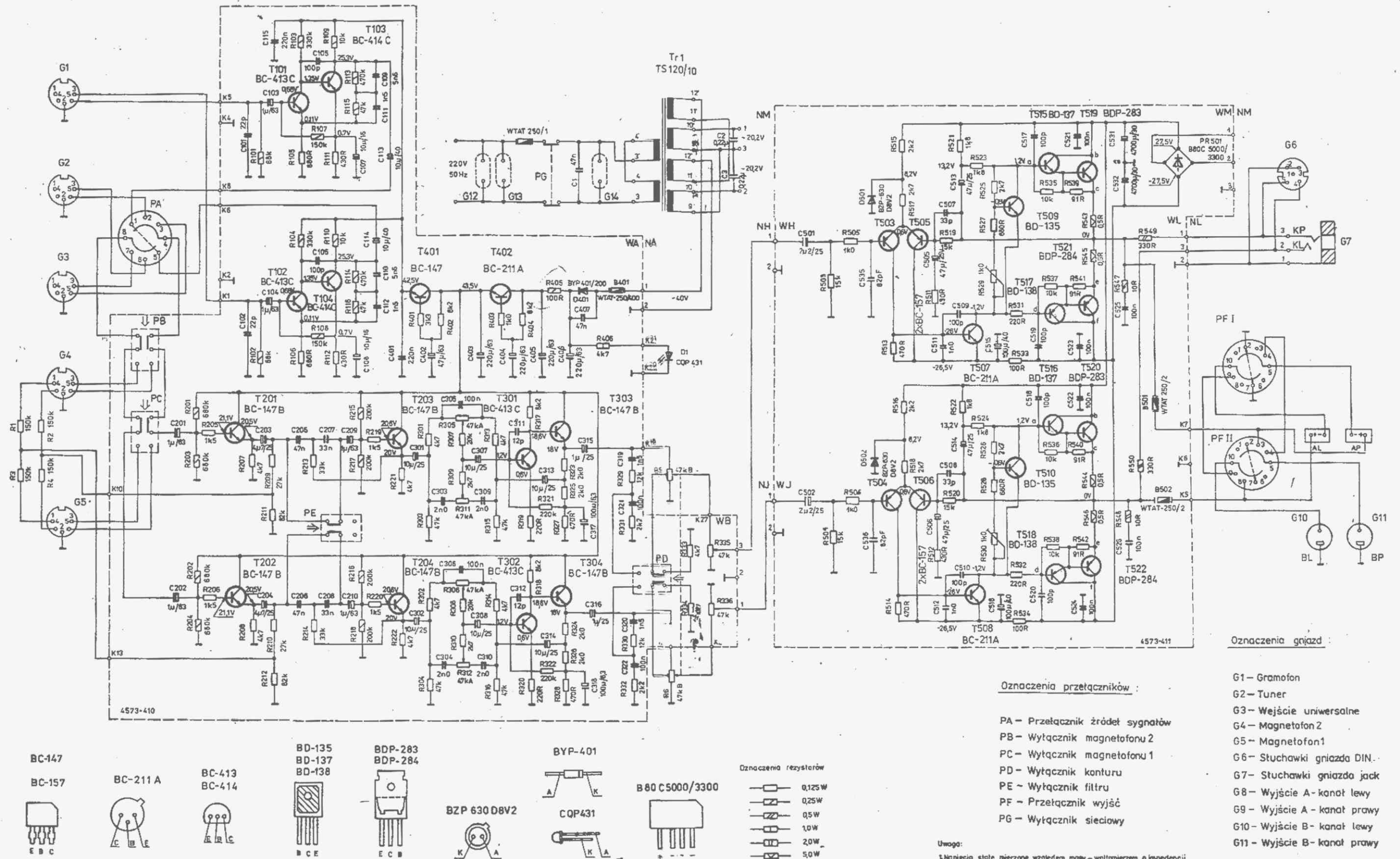
U w a g a. W dalszej części opisu działania wzmacniacza ograniczono się do opisu tylko prawego kanału. Układy i zasada działania lewego kanału wzmacniacza są takie same.

Przetworniki magnetoelektryczne należą do tzw. przetworników prędkościowych dających na wyjściu napięcie proporcjonalne do prędkości ruchów igły czytającej, a tym samym – proporcjonalne do częstotliwości. Stąd też, aby wypadkowa charakterystyka zapisu i odczytu była liniowa, we wzmacniaczu zastosowano układy korekcyjne, zmniejszające wzmocnienie w funkcji częstotliwości. Układy korekcyjne zapewniają charakterystykę wzmacniacza w czasie odtwarzania płyt. Jest to tzw. charakterystyka RIAA, przyjęta również w normach IEC oraz europejskich.

Wymagana korekcja charakterystyki przenoszenia we wzmacniaczu WS-301S jest realizowana w obwodach wzmacniacza korekcyjnego pracującego z tranzystorami T101 i T103. Największy wpływ na charakterystykę ma obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego z rezystorami R105, R113, R115 i kondensatorami C109, C111.

Na wejściu przedwzmacniacza pracuje wzmacniacz separujący w układzie wtórnik emiterowy zrealizowany z tranzystorem T201. Z jego wyjścia (z dzielnika składającego się z rezystorów R209 i R211) jest zbierany sygnał do nagrywania na gniazda magnetofonowe G4 i G5. Umożliwia to nagrywanie bez względu na rodzaj użytego źródła sterującego.

Sygnał z wyjścia wzmacniacza separującego jest doprowadzany także do układu filtru małych częstotliwości. Filtr ten jest



Schemat wzmacniacza stereofonicznego Hi-Fi TRAWIATA WS-301S

filtrami tetnieniowym górnoprzepustowym; tłumi częstotliwości leżące poniżej 65 Hz. Układy korekcyjne znajdują się w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu zrealizowanym z tranzystorem T203. Jest to więc filtr aktywny. Włącza się go przez wciśnięcie przycisku PE, oznaczonego na płycie przedniej jako „Filtr”.

Niskoszumowe tranzystory T301 i T303 pracują w układzie wzmacniacza napięciowego. Na jego wejściu, włączony w pętłę ujemnego sprzężenia zwrotnego, znajduje się układ mostkowy RC z regulatorem barwy dźwięku. W lewym skrajnym położeniu ślizgacza potencjometru następuje tłumienie częstotliwości z krańców pasma akustycznego, natomiast w położeniu przeciwnym – uwydatnienie.

O całkowitym wzmacnieniu przedwzmacniacza decyduje stosunek rezystancji rezystorów R323 i R325. Przy ewentualnej ich wymianie należy starannie je dobierać.

Sygnał z wyjścia przedwzmacniacza jest doprowadzany przez kondensator C315 do regulatora siły dźwięku R5. Potencjometr R5 ma odczep, który został dołączony do układu filtru psofometrycznego. Układ filtru psofometrycznego ma na celu kompensację właściwości ucha ludzkiego, polegającą na zmniejszaniu się jego czułości w zakresie tonów niskich i wysokich wraz ze zmniejszeniem natężenia dźwięku. Korekta polega na wypuklaniu częstotliwości dolnego i górnego krańca pasma akustycznego przy ustawieniu ślizgacza potencjometru siły dźwięku w pobliżu minimum. Uzależnienie charakterystyki częstotliwościowej od położenia ślizgacza potencjometru zapewniają elementy C319, R329, C321 i R331.

Filtr psofometryczny włącza się przyciskiem PD oznaczonym na płycie przedniej jako „Kontur”.

Sygnał z potencjometru siły dźwięku jest doprowadzany do potencjometru równoważnika kanałów R335, a następnie do wejścia wzmacniacza mocy. Stopień wejściowy wzmacniacza mocy pracujący z tranzystorami T503 i T505 jest wzmacnia-

czem różnicowym z niesymetrycznym wyjściem. Jego zaletą jest automatyczne równoważenie się w przypadku dobrania obu tranzystorów o zbliżonych parametrach.

Tranzystory stopnia wyjściowego T515, T519 i T517, T521 pracują w układzie Darlingtona. Zapobiega to przepływowi zbyt dużego prądu przez stopień sterujący.

Układy wzmacniacza mocy są zasilane z dwóch symetrycznych źródeł zasilających zrealizowanych z importowanym prostownikiem B80C-5000/3300. Napięcie doprowadzane do emiterów tranzystorów pracujących w stopniu sterującym jest stabilizowane za pomocą diody Zenera D501. Przedwzmacniacze i wzmacniacze korekcyjne (gramofonowe) są zasilane z oddzielnego zasilacza stabilizowanego. Jest on zrealizowany na płycie przedwzmacniacza z tranzystorami T401 i T402.

W celu zapewnienia odpowiednich parametrów wzmacniacza zastosowano w stopniu sterującym wzmacniacza mocy źródło prądowe pracujące z tranzystorem T507, w stopniu końcowym termiczną stabilizację prądu spoczynkowego (elementem stabilizującym jest tranzystor T509) i na wyjściu wzmacniacza – układ przeciwdziałający wzrostowi impedancji obciążenia, zabezpieczający wzmacniacz przed samowzbudzeniem się (rezystor R547 i kondensator C525).

Wzmacniacz może być obciążony jedną parą zestawów głośnikowych (A lub B), dwiema parami równocześnie (A + B) lub tylko słuchawkami. Realizowane jest to za pomocą przełącznika obciążen PF, oznaczonego na płycie przedniej jako „Wyjścia”. Wzmacniacz wyposażono w dwa gniazda słuchawkowe typu JACK, jedno umieszczone na płycie przedniej, drugie typu DIN – umieszczone na ścianie tylnej.

Przy obciążaniu wzmacniacza jedną parą zestawów głośnikowych, ich impedancje powinny wynosić po 8 Ω , zaś moce minimalne po 30 W, a przy obciążaniu dwiema parami zestawów ich impedancje mogą wynosić po 4 Ω , zaś minimalne moce po 15 W. Z.B.

Minitransceiver „Bartek”... – Cd. ze str. 22

Na koniec ważna uwaga: zanim zostanie zalutowana obudowa filtru, należy, najpóźniej po kilku dniach, jeszcze raz sprawdzić i ewentualnie skorygować odchylenia częstotliwości płytek od poprzednio ustalonych.

Montaż i uruchomienie

Transceiver jest zmontowany na jednej płycie szkło-epoksydowej, jednostronnie foliowanej miedzią, o grubości 1,5 mm. Układ ścieżek przedstawiono na rys. 7. Płyta montażowa jest przymocowana czterema wkrętami M3 do mosiężnych prętów z nagwintowanymi otworami – jak to zaznaczono na rys. 8 (pręty mają przekrój kwadratowy o boku 7 mm). Końce prętów zostały również nawiercone i nagwintowane M3, a następnie przymocowano do nich odpowiednio ściankę przednią (rys. 9a) i tylną (rys. 9b). Takie rozwiązanie jest proste do wykonania w warunkach amatorskich, a jednocześnie zapewnia dostatecznie sztywną konstrukcję, dobry dostęp do wszystkich elementów i punktów lutowanych.

Górna część obudowy oraz ścianki boczne transceivera są wygięte w kształcie litery U z jednego kawałka blachy aluminiowej o grubości 1 mm i przymocowane do mosiężnych prętów.

Płyta dolna jest wykonana z blachy nieco grubszej (1,5...2 mm) i przymocowana wystającymi wkrętami mocującymi płytkę montażową. Sposób wykonania obudowy przedstawia rysunek 10.

Do płyty czołowej jest przymocowana przekładnia kondensatora VFO, tłumik regulowany P2 i potencjometr siły dźwięku P1 z wyłącznikiem. Natomiast tylna płyta (rys. 11) zawiera gniazda: antenowe, głośnika, zasilania i mikrofonowe. Można jeszcze dodatkowo zainstalować gniazdo do sterowania przekaźnika dodatkowego wzmacniacza o większej mocy wyjściowej i doprowadzić napięcie +12 V (N) lub niezależnie napięcie +12 V (N) +12 V (O) przy stosowaniu pojedynczych kontaktów.

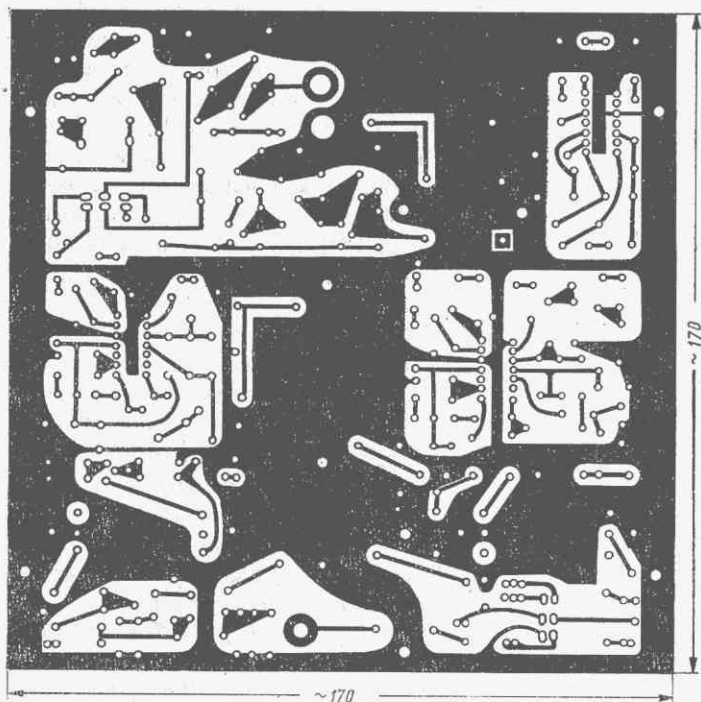
Rysunek 12 ilustruje sposób wykonania napędu skali.

Kondensator C, plastikowa tarcza skali wraz z linką napędową i sprężyną pochodzą z odbiornika „Minor”. Oś pokrętki wykonano z pręta mosiężnego $\varnothing$ 4 mm, na którym wyszlifowano wgłębienie w celu zwiększenia przełożenia. Oś obraca się w łożysku z gniazdka radiowego (w urządzeniu modelowym przełożenie skali wynosi 7:1).

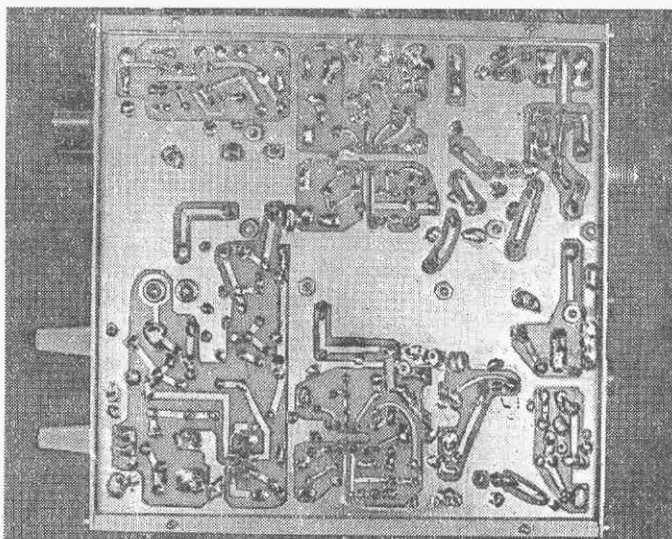
Na rys. 9c przedstawiono płytkę napędu skali z otworami dla kondensatora strojenowego, gniazdka radiowego i tulejek dystansowych.

Płyta drukowana po wytrawieniu i umyciu została wypolerowana drobnopiętnym papierem ściernym, a bezpośrednio po tym pokryta kalafonią rozpuszczoną w spirytusie. Zabieg ten znakomicie ułatwia lutowanie i eliminuje możliwość powstania tzw. „zimnych lutów”. Wszystkie elementy były przed montażem sprawdzone elektrycznie oraz miały oczyszczone i pocynowane wyprowadzenia.

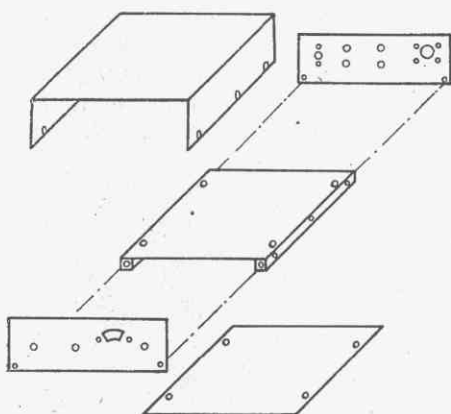
Rozmieszczenie elementów na płycie przedstawiono na rys. 13, natomiast wi-



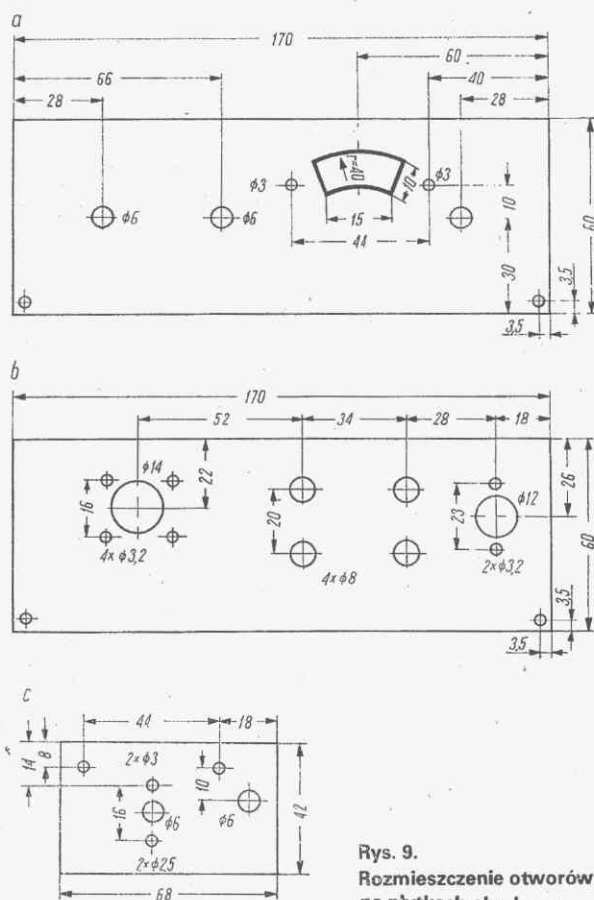
Rys. 7. Płytka drukowana transceivera



Rys. 8. Widok transceivera po zdjęciu płyty spodniej. Fot. R. Szalów

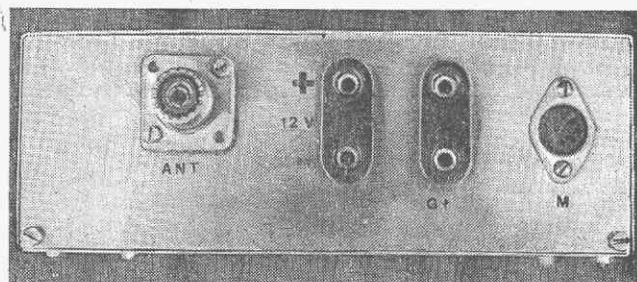


Rys. 10.
Sposób montażu obudowy transceivera



Rys. 9.
Rozmieszczenie otworów
na płytkach obudowy
i wsporniku napędu skali

a – płyta przednia, b – tylna, c – płyta wspornika napędu skali



Rys. 11. Widok transceivera od tyłu. Fot. R. Szalów

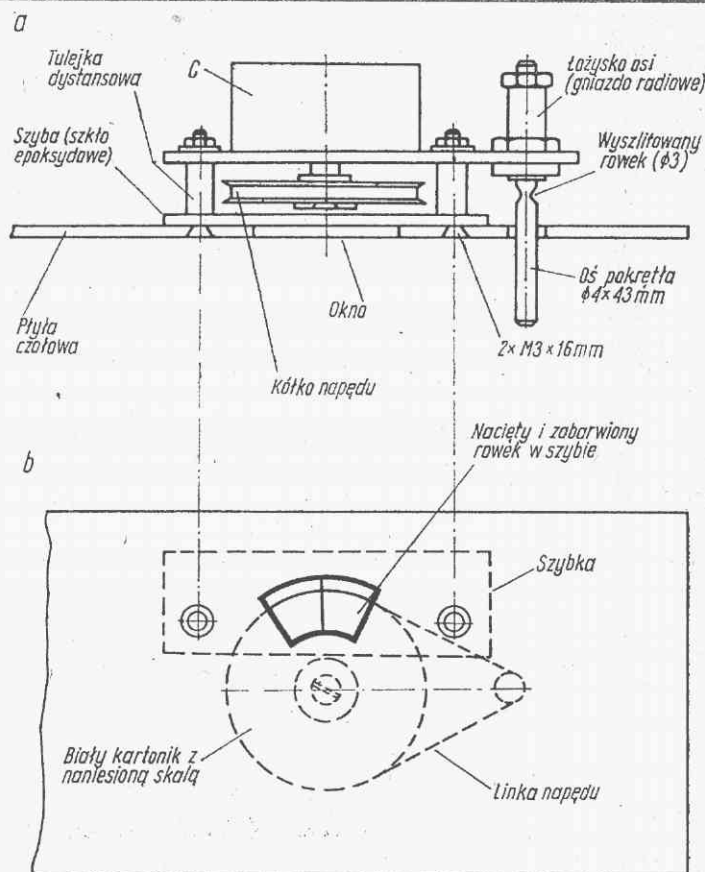
dok od góry zmontowanego transceivera na rysunku 14.

Obwody rezonansowe były wstępnie zestrojone za pomocą GDO, a uzwojenia cewek zabezpieczone przed rozsuwaniem się zwojów przez zalanie wodoodpornym klejem „Hermol”.

Sposób wykonania cewek jest podany w tablicy.

Rdzenie toroidalne wykonano z kubków ferrytowych pochodzących z filtrów pośr.cz. po odpowiednim oszlifowaniu. Ponieważ materiał ferrytowy ma duży rozrzut przenikalności, podane w tablicy liczby zwojów cewek należy traktować orientacyjnie; wskazane byłoby dobranie ich posługując się GDO lub miernikiem indukcyjności.

Uruchomienie transceivera jest uzależnione od dostępu konstruktora do aparatury kontrolno-pomiarowej. Należy rozpocząć je od strony odbiorczej. Zestrojenie całości można dokonać mając do dyspozycji GDO, miernik uniwersalny wraz z sondą w.cz. (np. wykonaną wg rys. 15; oczywiście miernik z tak wykonaną sondą należy wyskalować przez porównanie z woltomierzem fabrycznym) oraz sprawny odbiornik komunikacyjny. Przede wszystkim należy sprawdzić wzmacniacz m.cz., poziomy napięć oraz częstotliwości VFO i BFO. Poziomy napięć z generatorów na końcówce 14 układów scalonych US1 i US2 nie powinny przekraczać 50 mV. Odpowiednią wartość napięcia należy dobrać stosując odpowiedni



Rys. 12. Napęd skali

a – mechanizm napędowy, b – okno ze skalą

Dane techniczne cewek i dławików

Oznaczenie	Indukcyjność	Liczba zwojów	Przewód mm	Korpus mm	Sposób nawinięcia
L	10 μ H	2 x 7	0,3 Cu w izolacji igelitowej	10 x 5 x 4 rdzeń toroidalny	bifilarne
L1	9,6 μ H	14	"	"	zwoj przy zwoju odczep na 8 zwoju od masy
L2	1,1 μ H	10	0,5 CuE	10 z filtru radiotele- fonu FM	zwoj przy zwoju
L3	4,6 μ H	20	"	"	zwoj przy zwoju odczep na 12 zwoju od masy
L4, L7, L10	—	4	0,3 CuE	7 z telewizyj- nego filtru (dwuobwo- dowego) pośr. cz.	odpowiednio obok L5, L6, L9 od strony zimnego końca
L5, L6, L8, L9	5,2 μ H	30	"	"	zwoj przy zwoju
Tr	I 11 μ H II —	I 16 II 3	"	10 x 5 x 4 rdzeń toroidalny	zwoj przy zwoju II obok I
Dł	1 mH	300	0,07 CuE	3 x 15 pręt ferrytowy	masowo
Dł1, Dł2, Dł3, Dł4	—	10	0,3 CuE	3 x 10 pręt ferrytowy	zwoj przy zwoju

dzielnik oporowy. Wstępnie może to być potencjometr włączony między emiter a masę, który następnie należy zastąpić rezystorami stałymi. Częstotliwość generacji sprawdza się częstotłomierzem cyfrowym lub dobrze wyskalowanym odbiornikiem komunikacyjnym. Należy tak dobrać pojemności obwodu rezonansowego VFO, aby uzyskać skalę rozłożoną na cały zakres przestrajania (3,5...3,8 MHz).

Po włączeniu anteny go dniażda antenowego oraz skorygowaniu zestawienia obwodów rezonansowych, odbiornik powinien pracować. Gdyby napięcie mierzone między masą a końcówką 3 układu scalonego US2 różniło się zbyt wiele od 6 V należy skorygować punkt pracy stopnia przez dobranie rezystora między wyprowadzeniami 3 i 4 układu scalonego US2 wlotowując wstępnie rezystor nastawny. Prawidłowe zestawienie filtra pasmowego zapewnia przenoszenie częstotliwości 3,5...3,8 MHz na poziomie -6 dB, co daje wyrównaną czułość w całym zakresie pasma amatorskiego. Kształt krzywej przenoszenia zależy przede wszystkim od doboru kondensatora sprzęgającego Cs i od ustawienia rdzeni w cewkach (może okazać się, że sprzężenie magnetyczne w cewkach zapewnia odpowiednie pasmo przenoszenia, wtedy kondensator Cs jest zbędny). Najprostsze jest zestawienie za pomocą wobulatora. W razie braku takiego kondensatora można zestroić filtr „na słuch”, tj. kierując się najlepszą słyszalnością odbieranej stacji.

Jeśli odbiornik pracuje poprawnie, strojenie toru nadajnika jest proste. Wyjście transceivera powinno być podczas uruchamiania nadajnika obciążone rezystorem masowym 75 Ω /2 W (można połączyć równolegle cztery rezystory 300 Ω /0,5 W). Po przełączeniu transceivera na nadawanie, kontroluje się i ewentualnie koryguje prądy spoczynkowe tranzystorów wzmacniacza liniowego. Można między bazę a masę prowizorycznie włączyć rezystory nastawne o odpowiednio większej rezystancji, lecz aby ustrzec się przed przeciążeniem, a nawet zniszczeniem tranzystora, należy suwaki ustawić tak, aby baza była połączona z masą. Ostrożnie regulując suwaki ustawia się odpowiednie prądy spoczynkowe, a następnie lutuje rezystory stałe.

Napięcie na końcówce 3 układu scalonego US1 koryguje się podobnie jak układu US2. Rezystory nastawne 1 M Ω ustawia się w pobliżu środka, zaś potencjometr 4,7 k Ω na maksymalną wartość; do sztucznego obciążenia włącza się sondę w.c. Zamiast mikrofonu należy przyłączyć generator akustyczny (2 kHz) o napięciu paru mV (można przyłączyć magnetofon lub odbiornik radiowy). Cewkę L3 oraz filtr pasmowy L8, L9 należy dostroić na ma-

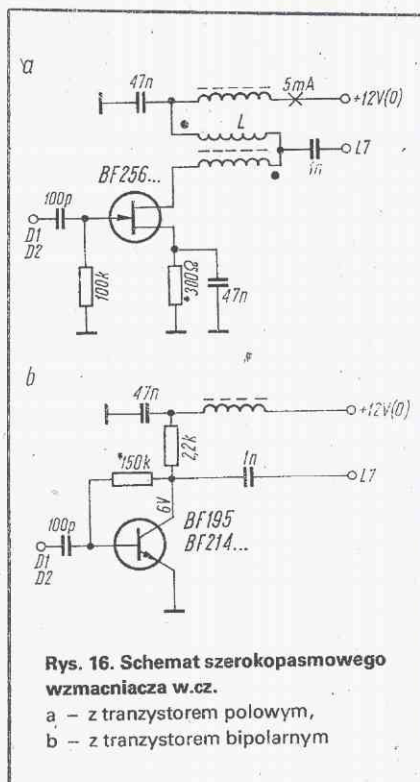
ksymalną moc wyjściową. Prawdopodobnie zestrojone obwody zapewniają wyrównaną moc wyjściową w całym zakresie od 3,5 do 3,8 MHz.

Po odłączeniu generatora akustycznego równoważy się modulator rezystorem 1 MΩ na minimum sygnału na wyjściu. Po tej czynności należy przyłączyć mikrofon i sprawdzić jakość sygnału SSB. Potrzebny jest do tego sprawny odbiornik komunikacyjny, najlepiej z S-metrem i anteną w postaci odcinka przewodu. Właściwy poziom sygnału (nie zniekształconego) ustawia się rezystorem nastawnym 4,7 kΩ, natomiast potencjometrem 1 MΩ układu US2 równoważy się mieszacz na minimum niepożądanych produktów odbieranych przez odbiornik.

Jakość otrzymanego sygnału SSB zależy nie tylko od charakterystyki filtra kwarcowego, lecz jest w znacznym stopniu uzależniona od umieszczenia częstotliwości fali nośnej na zboczu charakterystyki filtra.

Niewielką zmianę częstotliwości fali nośnej można przeprowadzić za pomocą trymera (3...60 pF) dołączonego do kwarcu od strony druku; zwiększenie pojemności powoduje zmniejszenie częstotliwości, a tym samym odsunięcie częstotliwości fali nośnej od środkowej części charakterystyki filtra. Przez zmianę punktu ustawienia częstotliwości nośnej na zboczu charakterystyki można uzyskiwać zmianę pasma przenoszonych częstotliwości akustycznych, jak również różne tłumienie niepożądanego wstępu bocznego. Po upewnieniu się, że sygnał jest prawidłowy, zamiast sztucznego obciążenia przyłączamy antenę zasilaną kablem 75 Ω i możemy uznać, że transceiver jest gotowy do pracy.

Podczas eksploatacji tego urządzenia okazało się, że czułość odbiornika w złych warunkach propagacyjnych jest niewystarczająca. Poprawiło ją wyraźnie zastosowanie wzmacniacza w.c.z. (rys. 16).



Rys. 16. Schemat szerokopasmowego wzmacniacza w.c.z.

a - z tranzystorem polowym,
b - z tranzystorem bipolarnym

Układ przedstawiony na rys. 16a, dzięki zaletom tranzystorów polowych, jest bardziej odporny na przesterowanie dużymi sygnałami, w odróżnieniu od układu z tranzystorem bipolarnym (rys. 16b). Ustalenie punktu pracy odbywa się przez zmianę wartości rezystancji w źródle ustalając prąd drenu na około 5 mA

(dla tranzystora polowego). Natomiast w układzie z tranzystorem bipolarnym – przez zmianę rezystancji w obwodzie polaryzacji bazy, aby napięcie na kolektorze było równe około 6 V.

Układ z rys. 16b, mimo gorszych właściwości dynamicznych i mniejszej odporności na modulację skrośną, daje większe wzmocnienie napięciowe, niż układ z rysunku 16a.

Można dodatkowo zastosować wyłącznik wzmacniacza w.c.z., ponieważ przy dobrych warunkach propagacyjnych, zwłaszcza wieczorem i w nocy, nie jest on potrzebny.

Na zakończenie należy wspomnieć o zabezpieczeniu transceivera przed odwrotnym włączeniem zasilania, np. przez włączenie szeregowo w obwód zasilania diody spolaryzowanej przepustowo o prądzie znamionowym nie mniejszym niż 1 A.

Warto jeszcze nadmienić, że bardziej zaawansowani konstruktorzy mogą pokusić się o budowę urządzenia pięciopasmowego, opartego na przedstawionym opisie (oczywiście po wymianie tranzystora BUY52 na inny, o większej częstotliwości granicznej), gdyż układy scalone UL1242 pracują dobrze do 30 MHz.

LITERATURA

- [1] Steinweg S.H., DM4XUJ – Minitransceiver für 80 m und 40 m. Funk Amateur 8/1979.
- [2] Stiepanov B., UW3AX, Schulgin G., UA-3ACM – Transivier. Radio 6 i 7/1976.
- [3] Kessel S., SP6DVD – Amatorska technika SSB. Informator krótkofalowca, WKŁ, Warszawa 1974.
- [4] Węglewski J., SP5WW – Transceiver CW-SSB. „Radioelektronik” 1, 2 i 3/1980.
- [5] Chojnacki W., SP5QU – Układy scalone w urządzeniach krótkofalarskich, WKŁ, Warszawa 1975.

Elektroniczna kostka do gry

ZDZISŁAW TKACZYK

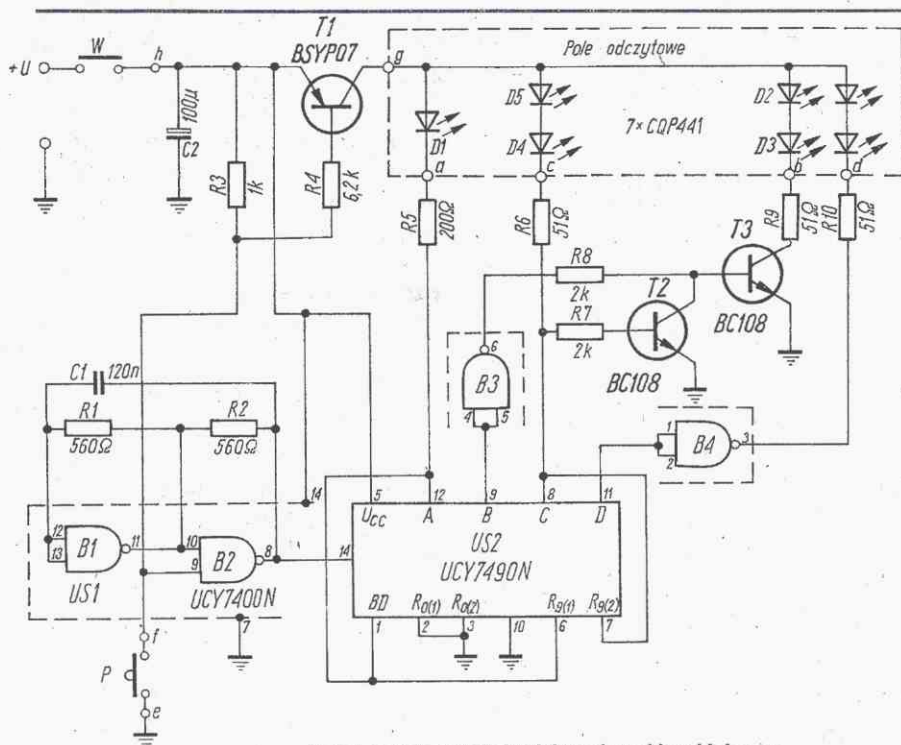
Układ elektronicznej kostki do gry ma przeważnie cztery podstawowe bloki: generator impulsów, licznik, układ wykonawczy i pole odczytowe. Podobną konstrukcję ma układ, którego schemat przedstawiono na rys. 1.

Bramki B1 i B2 układu scalonego US1 tworzą multiwibrator. Rezystory R1 i R2 zapewniają liniowość bramek B1 i B2, które w ten sposób stają się wzmacniaczami liniowymi. Uzyskano dwustopniowy wzmacniacz liniowy o przesunięciu fazowym 360°.

Aby taki wzmacniacz przekształcić w układ astabilny, wprowadzono sprzężenie zwrotne przez kondensator C1. Multiwibrator generuje impulsy prostokątne o częstotliwości około 10 kHz.

Impulsy wyjściowe multiwibratora są zliczane w liczniku zrealizowanym z układu scalonego US2. Na wyjściach A...D licznika zmieniają się cyklicznie poziome napięcia, przy czym stany te powtarzają się co sześć impulsów wejściowych. Po włączeniu

włącznikiem W napięcia zasilania na wyjściach A...D licznika US2 będą stany niskie. Pierwszy impuls wprowadza stan wysoki na wyjście A, a drugi na wyjście B. Przy trzecim impulsie stan wysoki jest na wyjściach A i B. Czwarty impuls wymusza stan wysoki na wyjściu C. Przy piątym impulsie stany wysokie powinny wystąpić na wyjściach A i C, ale przez pętlę sprzęgającą są doprowadzane do wejść ustawiających R9 (1) i R9(2) licznika US2 i dlatego stany wysokie wystąpią na wyjściach A i D.



Rys. 1. Schemat układu elektronicznej kostki do gry

włączone w obwód kolektora tego tranzystora. W czasie zliczania przez licznik US2 tranzystor T1 jest w stanie zatkania i diody elektroluminescencyjne D1...D7 nie świecą. Uzyskano w ten sposób zmniejszenie poboru prądu z baterii. Dopiero wciśnięcie przycisku P (zwarcie zestyków) wprowadza w stan nasycenia tranzystor T1 i uzyskuje się świecenie diod elektroluminescencyjnych tworzących pole odczytowe. O tym, która z diod świeci, decyduje kombinacja stanów wyjściowych licznika US2.

Wciśnięcie przycisku P powoduje jednocześnie, że zostaje zablokowany multiwibrator (bramki B1, B2) i stany na wyjściach licznika pozostają takie, jakie były w momencie wciśnięcia przycisku. Wielkość prądu płynącego przez diody, a więc i intensywność świecenia określają rezystancje rezystorów R5, R6, R9 i R10.

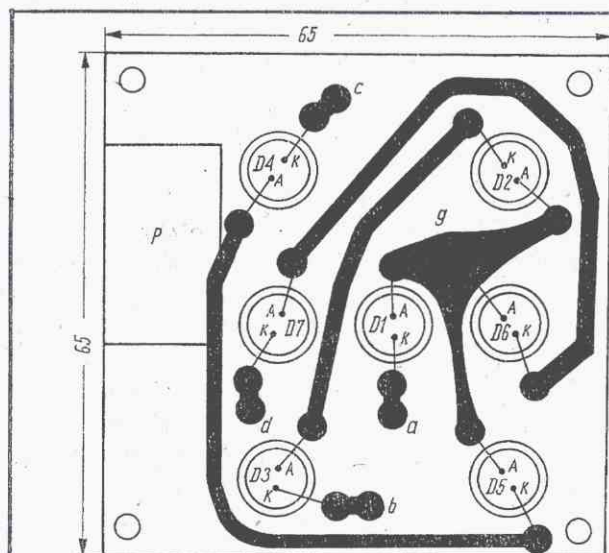
Zmiany stanów w charakterystycznych punktach układu ilustruje tablica.

Elementy układu kostki elektronicznej zmontowano na dwóch płytkach drukowanych. Diody elektroluminescencyjne, które tworzą pole odczytowe umieszczono na jednej płytce (rys. 2), a pozostałe podzespoły – na drugiej (rys. 4). Schematy montażowe przedstawiono na rysunkach 3 i 5.

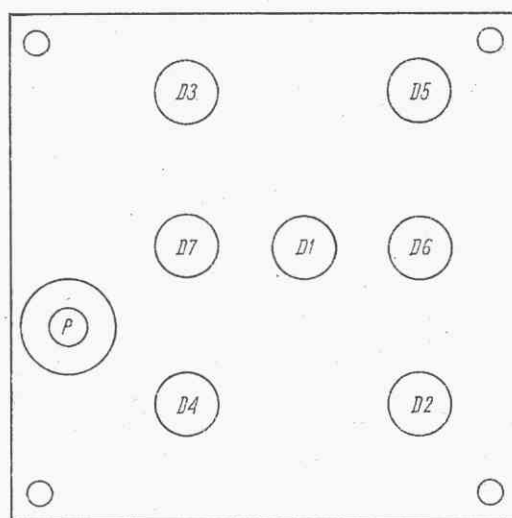
Kolejny impuls sprowadza wszystkie wyjścia do stanu niskiego. Dalej cykl powtarza się.

Zadaniem układu wykonawczego (bramki B3, B4, tranzystory T2, T3) jest takie przetworzenie sygnałów wyjściowych licznika, aby uzyskać właściwe kombinacje świecących diod elektroluminescencyjnych.

utrzymuje świecenie diod D2, D3 tylko wtedy, gdy stan niski występuje jednocześnie na wyjściu B i C. Stan niski na wyjściu C wymusza świecenie diod D4 i D5. Diody D6 i D7, w wyniku zastosowania bramki NAND (bramka B4), świecą kiedy na wyjściu D układu scalonego US2 jest stan wysoki.



Rys. 2. Schemat połączeń na płytce pola odczytowego



Rys. 3. Widok płytki pola odczytowego

Dioda D1 jest sterowana bezpośrednio z licznika US2 i świeci, gdy na wyjściu A układu jest stan niski. Bramka B3 oraz tranzystory T2 i T3 stanowią złożoną bramkę LUB, która

Do świecenia diod elektroluminescencyjnych D1...D7 jest wymagane spełnienie dodatkowego warunku, aby tranzystor T1 przewodził, ponieważ diodowe pole odczytowe jest

Punkty na płytkach oznaczone tymi samymi literami należy połączyć ze sobą.

W układzie zastosowano wszystkie rezystory o obciążalności 0,25 W.

Kolejny impuls	Stany wyjściowe licznika US2				Stany w punktach układu				Diody świejące przy zwartych zestykach P
	A	B	C	D	a	b	c	d	
0	0	0	0	0	0	0	0	1	D1, D2, D3, D4, D5
1	1	0	0	0	1	0	0	1	D2, D3, D4, D5
2	0	1	0	0	0	1	0	1	D1, D4, D5
3	1	1	0	0	1	1	0	1	D4, D5
4	0	0	1	0	0	1	1	1	D1
5	1	0	0	1	1	0	0	0	D2, D3, D4, D5, D6, D7
6	0	0	0	0	0	0	0	1	D1, D2, D3, D4, D5

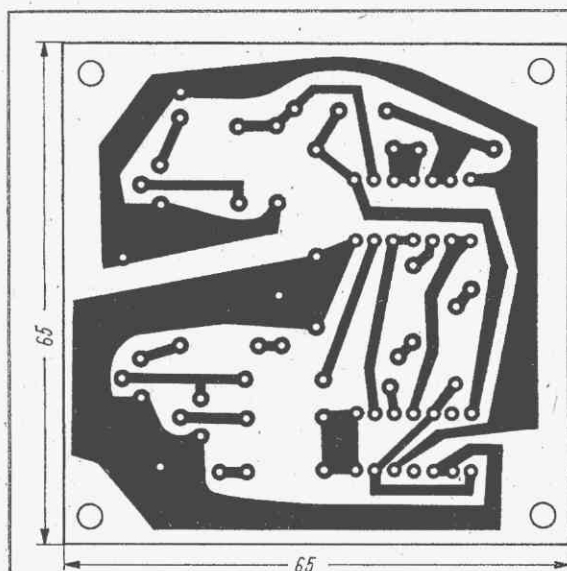
równolegle do kondensatora C1 dołączyć kondensator o pojemności 1000 μ F, a wówczas częstotliwość pracy multiwibratora zmniejszy się do około 2 Hz i po zwarcu w tranzystorze T1 kolektora z emiterem będzie można sprawdzić optycznie czy prawidłowo świecą wszystkie diody.

Zasada korzystania z kostki elektronicznej

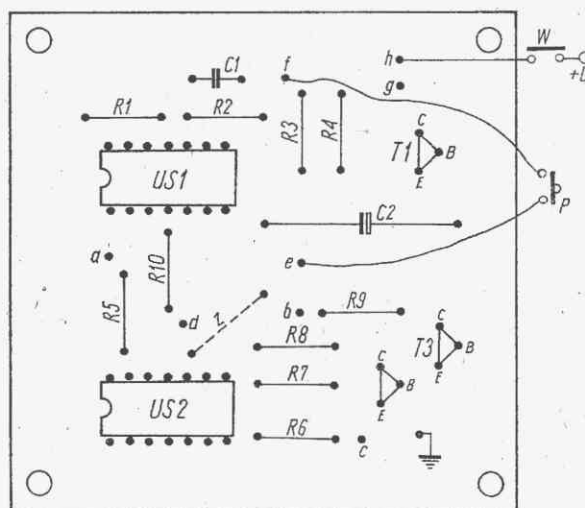
Włącznikiem W włączyć napięcie zasilania. Po każdorazowym wciśnięciu przycisku P (zwarte zestyki) powinny zaświecić się diody, określające liczbę „wyrzuconych oczek”. Liczba ta zależy od stanu wyjść licznika US2.

Jako przycisk P można wykorzystać włączniki stosowane w lampkach nocnych, a jako włącznik zasilania W – suwakowy przełącznik stosowa-

płytki złożono folią miedzianą do środka, a w miejscach stykania się folii złutowano krawędzie cyną. Przy uruchamianiu układu można



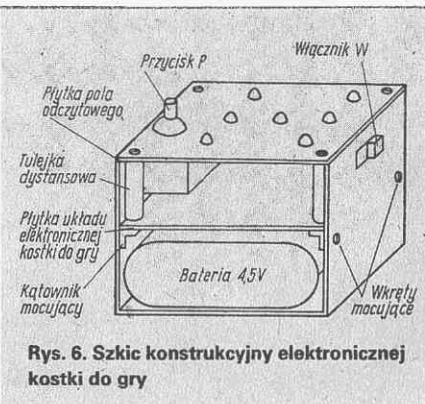
Rys. 4. Schemat połączeń drukowanych układu kostki



Rys. 5. Schemat montażowy układu kostki (z – zwora)

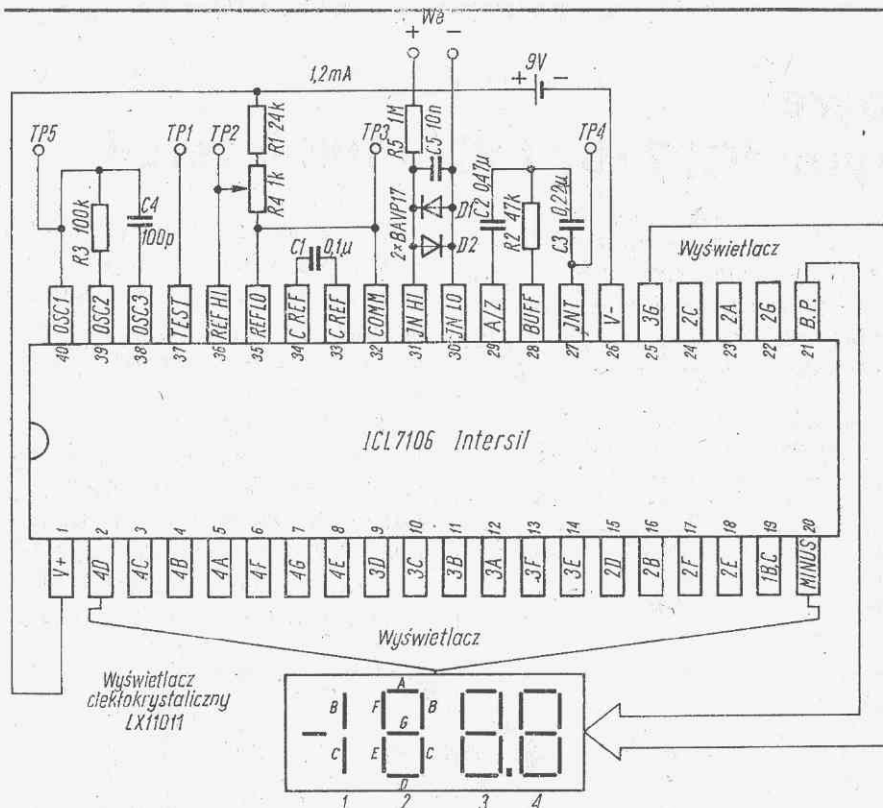
ny w przenośnych odbiornikach radiowych lub kalkulatorach. Elektroniczna kostka do gry pracuje poprawnie przy napięciach zasilania 4,0...5,5 V. Do jej zasilania można więc zastosować baterię płaską 4,5 V. Przykładową konstrukcję elektronicznej kostki do gry przedstawiono na rysunku 6.

Obudowę wykonano z laminatu jednostronnego. Przycięte na wymiar



Rys. 6. Szkic konstrukcyjny elektronicznej kostki do gry

Częstotliwość pracy licznika wynosi około 10 kHz, a więc o tym w jakim stanie licznik zostaje zatrzymany i ile diod elektroluminescencyjnych będzie się świecić decyduje przypadek. Po odczytaniu liczby „wyrzuconych oczek” należy wycisnąć przycisk P (rozwarło zestyki) i wówczas licznik rozpoczyna kolejny cykl liczenia do momentu ponownego zwarcia zestyków P.

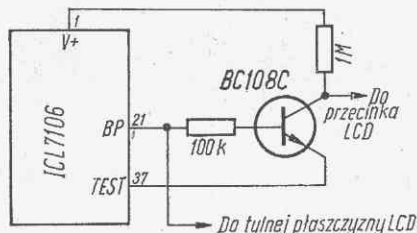


Rys. 4. Schemat woltomierza cyfrowego z układem scalonym ICL7106

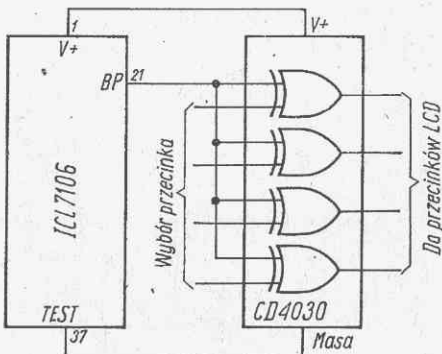
wadzenie 30) może być połączone z masą zasilania jak na rys. 1 lub pozostać w układzie „pływającym” bez tego połączenia. Masą odniesienia dla części cyfrowej układu scalonego ICL7107 jest końcówka 21.

Schemat układu scalonego ICL7106 z wyświetlaczem ciekłokrystalicznym przedstawiono na rys. 4.

Konieczność odmiennego sterowania wskaźnika ciekłokrystalicznego powoduje inne niż w układzie ICL7107 zastosowanie wyprowadzenia 21. Układ scalony ICL7106 wytwarza wewnętrzne napięcie prostokątne o częstotliwości około 100 Hz i amplitudzie około 5 V. Napięcie to jest doprowadzane przez wyprowadzenie 21 na tylną płaszczyznę wyświetlacza. Do poszczególnych segmentów jest doprowadzany ten sam sygnał przesunięty o 180°. Układ scalony ICL7106 nie ma bezpośredniego wyjścia do sterowania przecinka dziesiętnego. Zasilanie przecinka można zrealizować stosując jeden z inwerterów przedstawionych na rys. 5 lub 6. Pracujący układ ICL7106 wraz z wyświetlaczem pobiera z baterii około 1,2 mA prądu. Masą odniesienia jest wyprowadzenie 37.



Rys. 5. Inwerter do sterowania przecinka z tranzystorem BC108C



Rys. 6. Inwerter do sterowania przecinka z układem CD4030

DOBÓR ELEMENTÓW

Wzorzec napięcia. Współczynnik temperaturowy wewnętrznego wzorca napięcia wynosi ok. 100 ppm/°C. Wskutek wewnętrznych strat mocy przy sterowaniu LED ukła-

dem scalonym ICL7107 następuje wzrost temperatury układu i zmiana napięcia wzorcowego. Według danych fabrycznych między wyświetlaniem cyfry 1000 (19 włączonych segmentów) a cyfry 1111 (8 włączonych segmentów) występuje zmiana napięcia wzorcowego powodująca pogorszenie liniowości i dodatkowy błąd o jedną cyfrę na ostatnim miejscu. Zjawisko to można wyeliminować stosując dostatecznie stabilny, zewnętrzny wzorec napięcia włączany między zaciski 35, 36. Przy sterowaniu segmentów przez dodatkowe tranzystory lub stosując układ scalony ICL7106 problem ten nie występuje.

Częstotliwość taktująca. Dla zmniejszenia zakłóceń sieciowych zalecana jest częstotliwość taktująca 50 kHz dla sieci 50 Hz i 48 kHz dla sieci 60 Hz. Elementy R3 i C4 można obliczyć z poniższego wzoru:

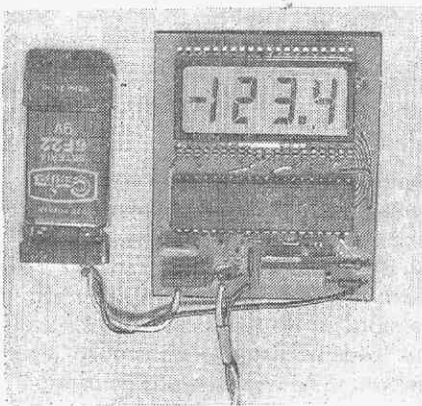
$$f = \frac{0,45}{R3 C4} \quad [\text{Hz}, \Omega, \text{F}]$$

Ze względu na pojemności montażowe wartości elementów R3 i C4 należy dobrać doświadczalnie. Można zastosować również zewnętrzny generator taktujący o amplitudzie 5 V przyłączony do zacisków 37 i 40 (dla ICL7106) oraz między masę a zacisk 40 (dla ICL7107).

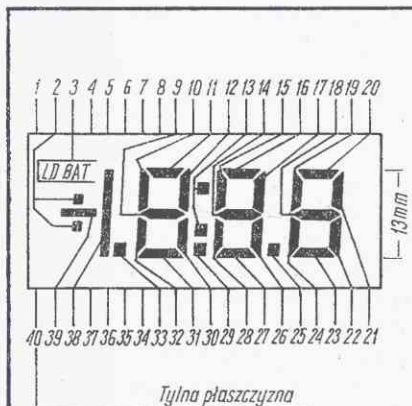
Kondensatory. Kondensator integrujący C3 musi mieć bardzo małe straty dielektryczne. Stałość długoczasowa pojemności i współczynnik temperaturowy pojemności nie są ważne, ponieważ technika „dual-slope” w jakiej pracują układy scalone ICL7107 i ICL7106 eliminuje te zmiany. Producent zaleca stosowanie tu kondensatora z izolacją polipropylenową, zaś C1 i C2 powinny być kondensatorami mylarowymi.

Filtr wejściowy. Niezwykle mały prąd wyjściowy (1 pA przy 25°C) powoduje, iż błąd wnoszony przez filtr wejściowy nie przekracza 1 μV. Stosowanie zabezpieczających diod krzemowych powoduje znaczne zmniejszenie rezystancji wejściowej i większy błąd. Stosowanie tych diod jest jednak uzasadnione wyłącznie w razie możliwości pojawienia się wysokich przepięć na wejściu układu.

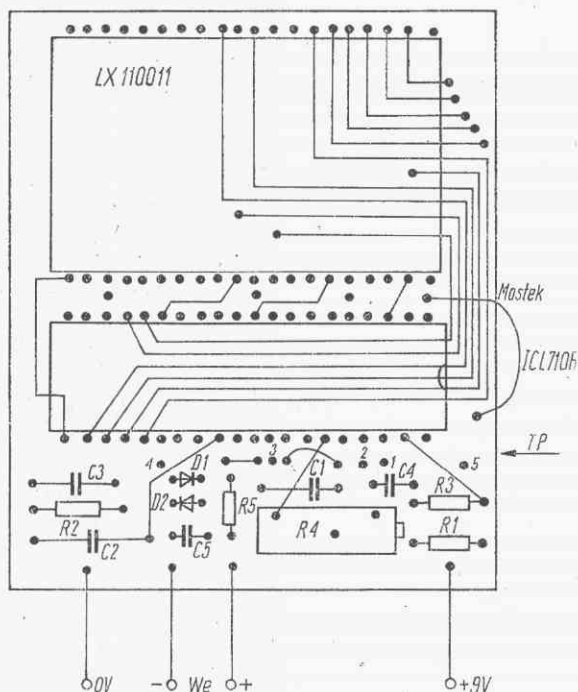
Wyświetlacz ciekłokrystaliczny. Zastosowano wyświetlacz typu LX110011.



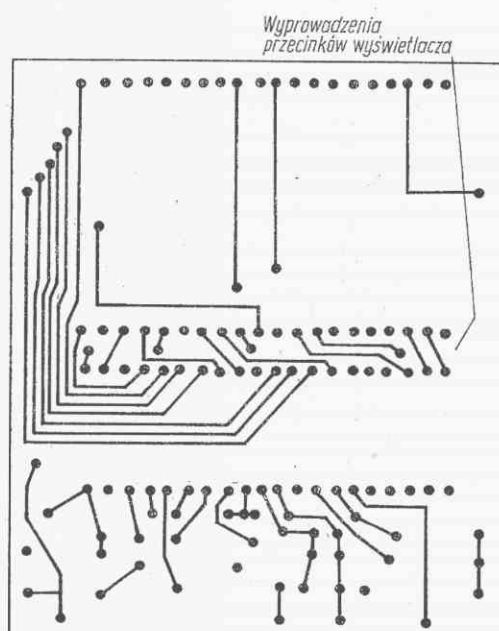
Rys. 7. Widok zmontowanego układu ICL7106 z wyświetlaczem ciekłokrystalicznym



Rys. 8. Schemat wyprowadzeń wyświetlacza LCD typu LX 110011



Rys. 9. Płytkę drukowaną od strony elementów (skala 1:1)



Rys. 10. Płytkę drukowaną od strony przeciwnej niż elementy (skala 1:1)

o wysokości cyfr 13 mm (rys. 7). Wyprowadzenia wyświetlacza przedstawiono na rys. 8.

Montując wyświetlacz ciekłokrystaliczny należy zwrócić uwagę na następujące ostrzeżenia:

- nie należy stosować zbyt długich ścieżek lub przewodów, gdyż może to spowodować błędne wyświetlanie segmentów;
- podczas montażu wyświetlacza LCD lutownica powinna być odłączona od sieci zasilającej;
- przykładanie do segmentów wyświetlacza napięć statycznych większych od 50 mV na czas dłuższy niż kilka minut powoduje jego trwałe uszkodzenie.

Płytkę montażową dla układu

ICL7106. (rys. 9 i 10) Zastosowano druk dwustronny z wyprowadzeniem punktów pomiarowych TP1...TP5 na płytce o wymiarach 75 × 65 mm. Przy zastosowaniu elementów miniaturowych wymiary płytki mogą być znacznie zmniejszone. Układy scalone ICL7107 i ICL7108 są bardzo wrażliwe na napięcia statyczne, podczas montażu na płytce wszystkie wyprowadzenia układów muszą być zwarte drutem bez izolacji 0,1 mm lub fabryczną folią aluminiową, w którą są opakowane.

URUCHOMIENIE UKŁADÓW

Uruchomienie obu układów jest identyczne i powinno odbywać się w następującej kolejności:

1. Włączyć napięcie zasilające.
2. Do punktów pomiarowych TP2 i TP3 przyłączyć woltomierz cyfrowy i potencjometrem R4 ustawić napięcie 100,0 mV dla zakresu pomiarowego 199,9 mV (lub 1000 V dla zakresu 1,999 V).
3. Zmierzyć za pomocą miernika częstotliwości częstotliwość napięcia taktującego między punktami pomiarowymi TP1 a TP5; powinna ona wynosić 50 kHz. W razie potrzeby należy zmienić wartość kondensatora C4.
4. Zewrzeć wejście pomiarowe (wyprowadzenia 30 i 31). Wyświetlacz powinien wskazywać 000.
5. Rozewrzeć zaciski pomiarowe. Zewrzeć punkt pomiarowy TP1 z plusem zasilania. Wyświetlacz powinien wskazywać -1888.

(Opracowano na podstawie: INTERSIL. Application AO23, Data Modul)

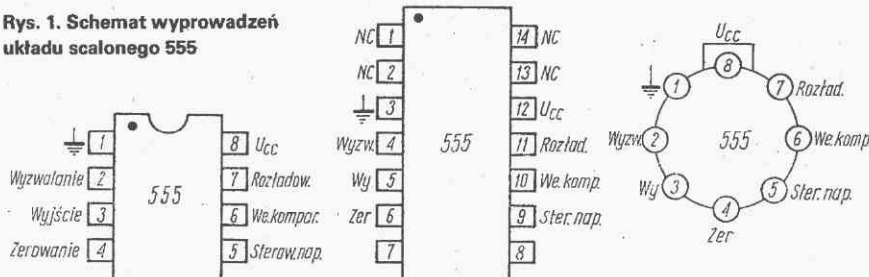
Układ scalony 555

inż. JANUSZ REZLER

Układ scalony 555 jest uniwersalnym układem czasowym umożliwiającym generowanie monostabilne impulsów o czasach od mikrosekund do minut oraz generowanie astabilne ciągu impulsów o częstotliwościach aż do 200 kHz. Dodatkowo układ ten ma możliwości zerowania oraz elektrycznego sterowania czasem trwania generowanych impulsów.

Produkowane są również układy scalone 556 będące w zasadzie dwoma układami 555 w jednej obudowie oraz układy scalone zawierające cztery układy 555 w jednej obudowie. Schemat blokowy układu scalonego 555 połączonego w układ generatora monostabilnego przedstawiono na rys. 2, natomiast jego schemat szczegółowy na rysunku 3.

Rys. 1. Schemat wyprowadzeń układu scalonego 555



Parametry impulsu generowanego są ustalane przez dwa zewnętrzne elementy (RT i CT) lub przy generowaniu astabilnym przez trzy zewnętrzne elementy (RA, RB, CT), przy czym czas trwania impulsu praktycznie nie zależy od wartości napięcia zasilającego. Układ scalony 555 umożliwia obciążenie wyjścia prądem do 200 mA, przy szerokim zakresie napięć zasilających od 4,5...16 V; pobór prądu jest niewielki i wynosi 3...6 mA.

Układ scalony 555 został opracowany przez firmę Signetics i jest produkowany obecnie również przez innych producentów jak: Motorola, Exar, National, RCA, Raytheon, Teledyne, Texas Instruments. Układ ten jest wykonywany w obudowach dwurzędowych ośmio- i czternasto-końcówkowych oraz w obudowie okrągłej ośmiokońcówkowej (rys. 1), przy czym produkuje się wersję dla powszechnego zastosowania (standard 0...70°C) oraz specjalną (-55°C...125°C).

Przykładowe oznaczenia elementów 555 pochodzących od różnych producentów ujęto w tabelicy.

Oznaczenia				Producent
seria specjalna	seria standardowa			
SE	555	NE	555	Intersil Signetics
RM	555	RC	555	Raytheon
MC	1555	MC	1455	Motorola
LM	555	LM	555C	National
SN	52555	SN	72555	Texas Instr.
CA	555	Ca	555	RCA

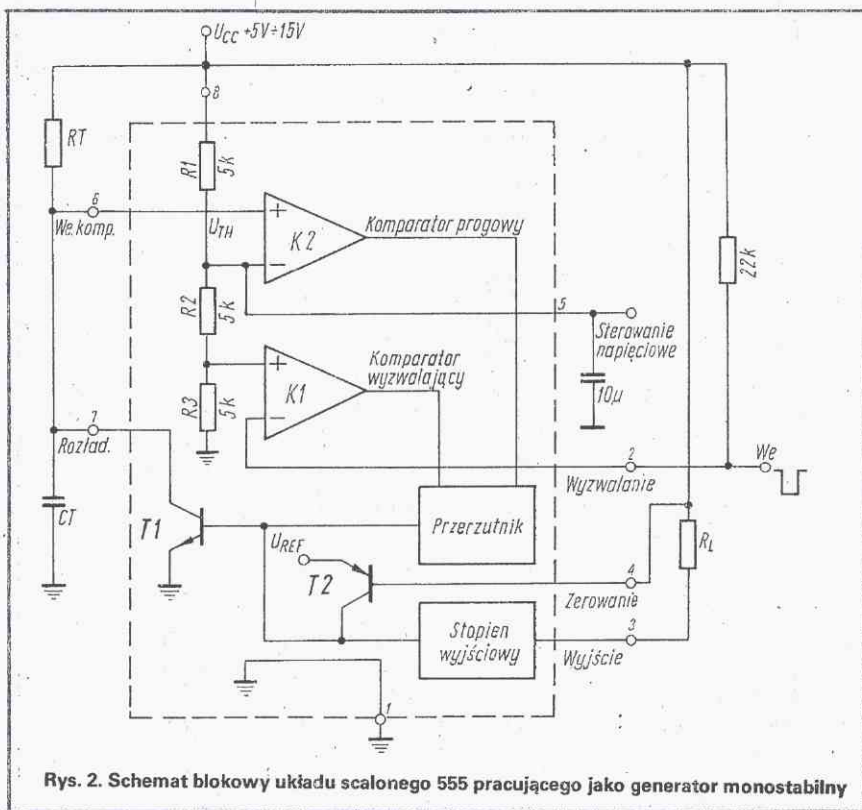
napięcia wejściowe z napięciami uzyskanymi z wewnętrznego dzielnika złożonego z trzech jednakowych rezystorów R1, R2, R3 (3×5 kΩ).

Jeżeli napięcie na jednym wejściu komparatora przewyższa zaledwie o kilkaset mikrowoltów napięcie na drugim jego wejściu, to na wyjściu tego komparatora następuje zmiana stanu. Dzielnik wewnętrzny ustala tak napięcia na wejściach komparatorów, że przełączają się one przy wartościach napięć nieco większych od $2/3 U_{cc}$ (K2) oraz przy $1/3 U_{cc}$ dla K1.

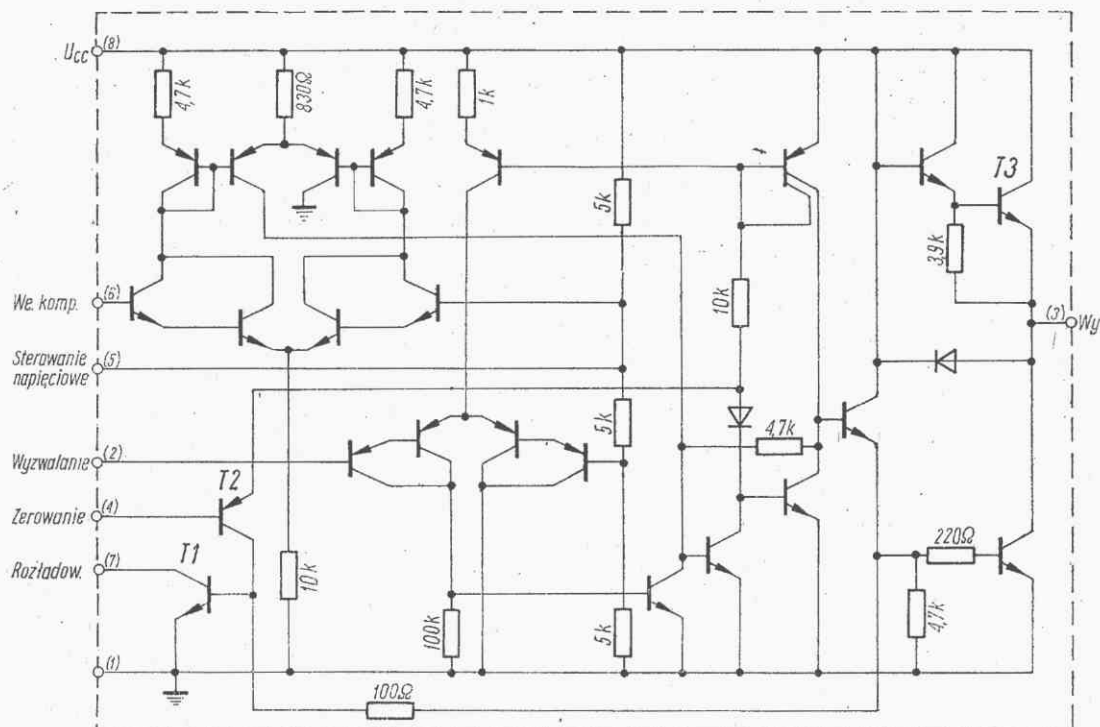
Wyjścia obydwu komparatorów sterują na przemian wejściami przerzutnika oraz poprzez wzmacniacz wyjściowy wyjściem układu 555.

Gdy układ znajduje się w stanie spoczynkowym, wewnętrzny tranzystor T1 przewodzi, zwierając kondensator CT. Na wyjściu układu 555 utrzymuje się wtedy stan „0”. Gdy na wejściu 2 (wyzwalanie) pojawi się opadające zbocze impulsu zgodnie z rys. 4 (napięcie na wejściu komparatora spadnie poniżej $1/3 U_{cc}$), wtedy komparator wyzwalający przełączy przerzutnik zatykając tranzystor T1. Nastąpi również zmiana stanu wyjścia układu z „0” na „1”. Zatkanie tranzystora T1 powoduje rozpoczęcie ładowania kondensatora CT przez rezystor RT.

Układ zawiera dwa komparatory napięć (komparator wyzwalający K1 oraz komparator progowy K2), przerzutnik, stopień wyjściowy o dużym prądzie oraz tranzystor T1 rozładowujący kondensator CT (sterowany z wejścia zerującego poprzez tranzystor T2). Komparatory są wzmacniaczami operacyjnymi porównującymi



Rys. 2. Schemat blokowy układu scalonego 555 pracującego jako generator monostabilny



Rys. 3. Schemat połączeń układu scalonego 555

Napięcie na kondensatorze CT wzrasta wykładniczo aż do chwili osiągnięcia wartości $2/3 U_{cc}$, kiedy to zadziała komparator K2 zerując przerzutnik. Wyjście powraca do stanu „0” (nieznacznie powyżej 0V), kondensator CT jest rozładowywany przez nasycony tranzystor T1 reprezentujący sobą rezystancję około 15Ω (dla

których czas trwania nie jest zależny od wartości napięcia zasilającego dzięki temu, że czas ładowania kondensatora CT i napięcia, przy których działają komparatory wewnętrzne, zależne są proporcjonalnie od napięcia zasilającego U_{cc} . Czas trwania impulsu na wyjściu układu 555 określony jest wzorem: $t = 1,1 RT CT$. Minimalne wartości czasów trwania impulsu generowanego wynoszą około $5 \mu s$, maksymalne mogą dochodzić do kilku minut.

W praktyce wartość rezystora RT nie powinna przekraczać $20 M\Omega$. Kondensator CT o dużych pojemnościach powinien mieć mały prąd upływu (kondensator tantalowy), poza tym dla uzyskaniażądanego czasu trwania impulsu należy zastosować regulowany rezystor RT.

Maksymalna wartość pojemności zastosowanego kondensatora jest warunkowana parametrami wewnętrznego tranzystora rozładowującego, przy czym dla napięcia zasilającego $15 V$ prąd rozłado-

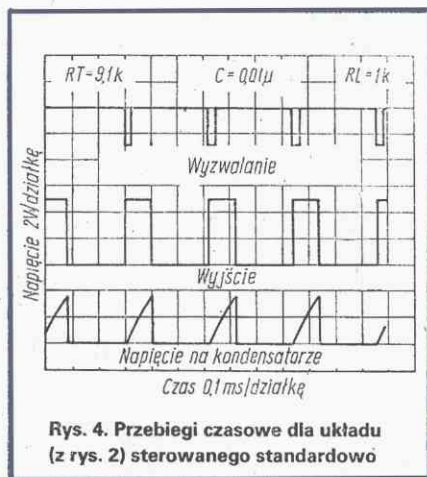
wania jest ograniczony do ok. $25 mA$. Dla prądów o wartościach mniejszych niż $20 mA$ tranzystor rozładowujący przedstawia wartość rezystancji około 15Ω . Ograniczenie prądu rozładowania przy dużych wartościach pojemności pociąga za sobą również wydłużanie się czasu rozładowania kondensatora CT i opóźnienie osiągnięcia gotowości do następnego wyzwolenia.

Jeżeli rozpoczęła się generacja impulsu na wyjściu, to następne ewentualnie pojawiające się na nim impulsy wyzwala-jące nie wpływają na trwający proces generacji.

Generacja impulsu na wyjściu może zostać przerwana przez dostarczenie impulsu „0” do wejścia zerującego 4, co z kolei spowoduje przez tranzystory T2 i T1 rozładowanie kondensatora CT. Napięcie „zerujące” układ wynosi około $0,7 V$ przy prądzie około $0,1 mA$; jeżeli wejście zerujące nie jest używane, to końcówka 4 powinna być połączona z końcówką 8 (U_{cc}).

Wejście – sterowanie napięciowe (5) umożliwia filtrowanie zakłóceń oraz zmianę czasu trwania impulsu wyjściowego dokonywaną za pomocą zmiany napięcia na zacisku komparatora K2.

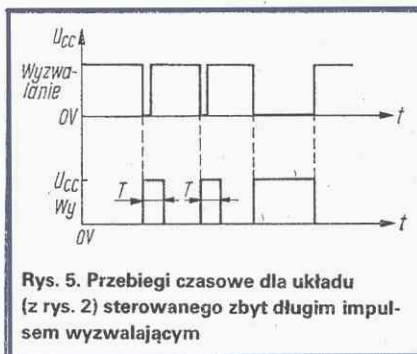
Przy wartości większej od $2/3 U_{cc}$ wartości napięcia zasilającego nastąpi późniejsze wyzwolenie komparatora K2 i wydłużenie czasu trwania impulsu wyjściowego. Przy mniejszej wartości napięcia nastąpi skrócenie czasu trwania impulsu wyjściowego.



Rys. 4. Przebiegi czasowe dla układu (z rys. 2) sterowanego standardowo

prądów mniejszych od $20 mA$). Jeżeli jednak czas trwania stanu „0” impulsu wyzwala-jącego będzie dłuższy niż czas trwania impulsu generowanego, tak jak pokazano to na rys. 5, to nastąpi podtrzymanie stanu „1” na wyjściu układu scalonego 555 do czasu zniknięcia stanu „0” z wejścia wyzwala-jącego.

Układ scalony 555 w odróżnieniu od innych uniwibratorów generuje impulsy,



Rys. 5. Przebiegi czasowe dla układu (z rys. 2) sterowanego zbyt długim impulsem wyzwala-jącym

Gdy układ scalony 555 pracuje jako generator astabilny (ciągu impulsów) wejście to umożliwia modulację częstotliwości lub szerokości impulsów.

Napięcie sterujące może się zmieniać od 0,45 do 0,9 U_{cc} dla monostabilnej generacji oraz od 1,7 V do U_{cc} dla generacji astabilnej impulsów. Jeżeli wejście to nie jest używane, należy je połączyć z masą układu przez kondensator o wartości co najmniej 0,01 μF , aby zapobiec wpływowi przypadkowych zakłóceń na impulsy generowane. Amplituda i minimalna szerokość impulsu wyzwalającego generację monostabilną wprowadzanego na wejście „wyzwalanie” (2) są zależne od temperatury i napięcia zasilającego. Można przyjąć że prąd wymagany do wyzwolenia generacji wynosi około 0,5 μA przy minimalnym czasie trwania ok. 0,1 μs . Wartość napięcia wyzwalającego zmienia się od 1,67 V dla $U_{cc} = 5 V$ do 5 V dla $U_{cc} = 15 V$.

Wejście wyzwalania jest bardzo czułe, co daje możliwość wyzwalania generacji przez dotknięcie tego wyprowadzenia palcem lub zbliżanie dłoni do połączonych z nim kawałka drutu.

Rozrzut czasów trwania generowanych impulsów dla różnych egzemplarzy układów scalonych 555 (od jednego producenta), a także dla tego samego egzemplarza w danej chwili i za 3 lata z tymi samymi elementami RC i napięciem zasilającym, określany jest przez tak zwaną dokładność inicjacyjną, która wynosi typowo 1%.

Układ scalony 555 zmienia pod wpływem zmian napięcia zasilającego czas trwania generowanego impulsu typowo o 0,1% na 1 V zmiany tego napięcia.

Temperatura nie wpływa również zbytnio na pracę układu scalonego 555; typowa wartość zmian temperaturowych czasu trwania impulsu generowanego monostabilnie wynosi 50 ppm/ $^{\circ}C$, natomiast w układzie astabilnym 150 ppm/ $^{\circ}C$ (ze względu na dodawanie się temperaturowych zmian progów obydwu komparatorów).

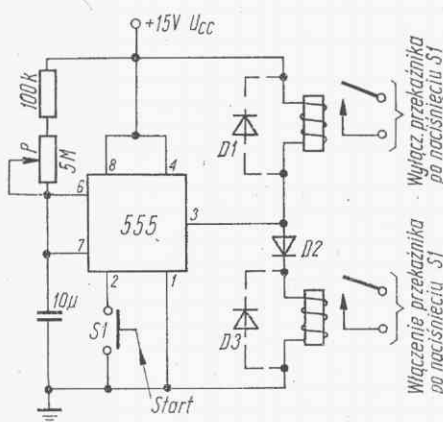
Układ scalony 555 ma komplementarne wyjście (rys. 3), które sterowane jest przez tranzystory T3 i T4. Z wyjścia tego można sterować obciążeniem połączonym zarówno z U_{cc} jak i z masą prądami aż do 200 mA, przy czym dla wyjścia w stanie wzbudzonym („1”) prąd ten wypływa z wyjścia i płynie przez obciążenie do masy. Natomiast dla wyjścia znajdującego się w stanie niskim („0”) prąd z obciążenia połączanego z U_{cc} wpływa do wyjścia. Ujemne napięcie już o wartości 1 V doprowadzone do wyjścia układu scalonego 555 powoduje wzbudzenie się układu (tzw. efekt „latch up”). Taka sytuacja



może wystąpić, gdy np. wyjście steruje obciążeniem o charakterze indukcyjnym połączonym z masą. Zapobiec temu można stosując dwie diody włączone w sposób przedstawiony na rys. 6.

ZASTOSOWANIA

Na rys. 7 przedstawiono sterowany ręcznie (przełącznikiem S1) układ odmierzania czasu, przeznaczony np. do sterowania powiększalnika fotograficznego.



Rys. 7. Układ sterujący powiększalnikiem

Układ 555 pracujący jako generator monostabilny wytwarza za każdym pobudzeniem impuls o czasie trwania od 1 sekundy do 1 minuty regulowanym za pomocą potencjometru P (5 M Ω). Impuls ten steruje przełącznikiem dołączonym bezpośrednio do wyjścia układu scalonego 555.

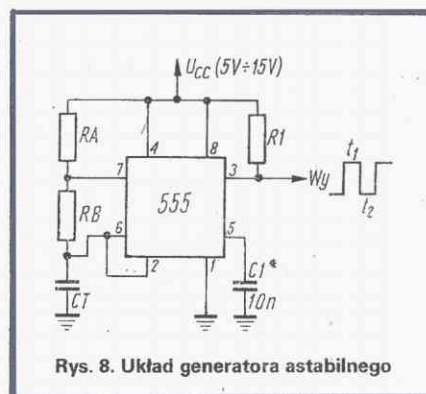
Zastosowany przełącznik powinien być typu stałoprądowego o napięciu pracy w przybliżeniu równym wartości U_{cc} oraz prądzie pobieranym nie przekraczającym 200 mA. Na schemacie przedstawiono dwa sposoby dołączania przełącznika: albo do U_{cc} z diodą D1 albo do masy z dwiema diodami D2 i D3; podobnie jak na rys. 6 diody D2 i D3 zabezpieczają wyjście przed wystąpieniem efektu „latch up”.

Dla uzyskania impulsów o dłuższych czasach trwania można połączyć szeregowo ze sobą kilka układów 555, pracujących jako generatory monostabilne, realizując jednocześnie sumę stanów „1” z ich

wyjść, co umożliwi uzyskanie impulsu o czasie trwania będącym sumą poszczególnych czasów. Można również dla uzyskania dłuższych czasów zastosować jeden astabilny generator zbudowany z układu scalonego 555 oraz licznik impulsów zliczający generowane impulsy. Układ, w którym element 555 pracuje jako generator astabilny, przedstawiono na rys. 8. Częstotliwość generowanych impulsów określana jest wzorem:

$$f = \frac{1,44}{CT(RA + 2RB)} \quad (2)$$

W tym układzie kondensator CT jest ładowany przez rezystory RA i RB, natomiast rozładowywany przez rezystor RB i wewnętrzny tranzystor T1. Napięcie na tym kondensatorze zmienia się w zakresie od 1/3 U_{cc} do 2/3 U_{cc} i podobnie jak w układzie monostabilnym czasy trwania stanów „1” i „0” na wyjściu oraz częstotliwość generowanych impulsów nie są zależne od napięcia zasilającego.



Rys. 8. Układ generatora astabilnego

Czas ładowania kondensatora (wyjście w stanie „1”) można obliczyć ze wzoru:

$$t_1 = 0,693 \cdot (RA + RB) \cdot CT$$

Czas ładowania kondensatora dla pierwszego generowanego impulsu (po włączeniu zasilania) będzie większy niż t_1 (ładowanie od 0 V) i określony jest wzorem:

$$t_1 = 1,1 (RA + RB) CT$$

Natomiast czas rozładowywania się kondensatora (wyjście w stanie „0”) określany jest wzorem:

$$t_2 = 0,693 RB \cdot CT.$$

Współczynnik wypełnienia może być zmieniany od około 50% do 100% i określany jest wzorem:

$$D = \frac{RB + RA}{RA + 2 \cdot RB} \quad (3)$$

Dla uzyskania współczynnika wypełnienia mniejszego niż 50% należy zmodyfikować układ generacyjny zgodnie z rys. 9.

W tym układzie kondensator CT ładuje się tylko przez rezystor RA (nieprzewodząca dioda D2 oraz rezystor RB bocznikowane są przez przewodzącą diodę D1). Rozłado-

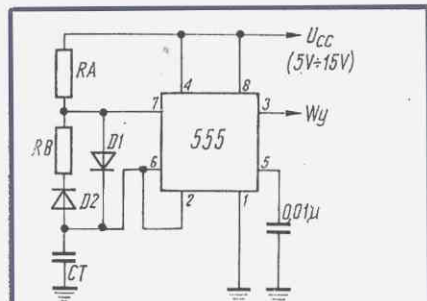
wanie kondensatora CT następuje poprzez rezystor RB tak, że współczynnik wypełnienia określony jest wzorem:

$$D = \frac{RA}{RA + RB}$$

i może być zmieniany prawie od 0 do około 100%. Czas ładowania kondensatora CT (stan „1” na wyjściu) jest obliczany ze wzoru:

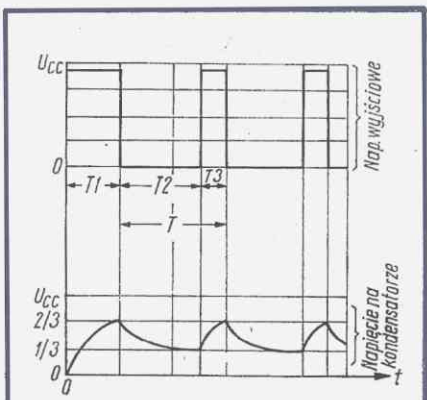
$$t_1 = 0,693 \cdot RA \cdot CT.$$

Po włączeniu zasilania pierwszy generowany impuls jest jednak dłuższy (ładowanie kondensatora od 0 V, a nie od 1/3 U_{CC}) i wynosi $t_1 = 1,1 \cdot RA \cdot CT$. Czas rozładowywania kondensatora (stan „0” na wyjściu) jest określany wzorem: $t_2 = 0,693 \cdot RB \cdot CT$.

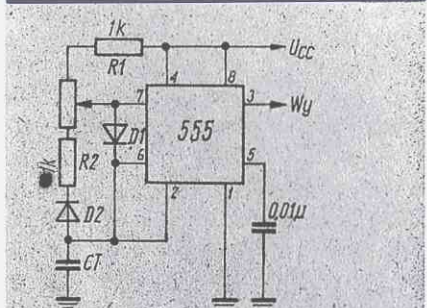


Rys. 9. Układ generatora astabilnego o dużym zakresie zmian współczynnika wypełnienia

Przebiegi czasowe w układzie przedstawiono na rys. 10. Gdy chcemy uzyskać stałą częstotliwość przy zmianach współczynnika wypełnienia od około 0 do około 100% należy zastosować układ z rys. 11.

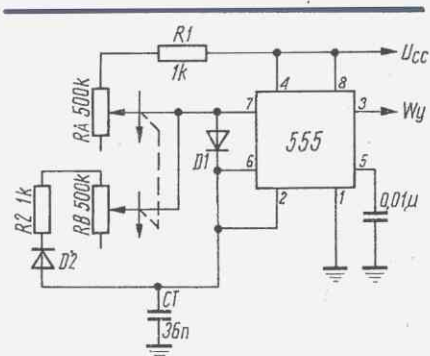


Rys. 10. Wykresy czasowe w układzie z rys. 9



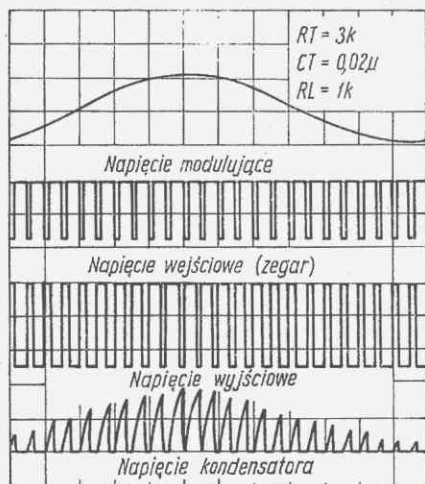
Rys. 11. Układ generatora astabilnego o regulowanym współczynniku wypełnienia i stałej częstotliwości

Rezystory R1 i R2 ograniczają prąd płynący przez tranzystor rozładowujący. Układ generatora umożliwiający płynną zmianę częstotliwości przy stałym współczynniku wypełnienia 50% przedstawiono na rys. 12. Zmiana częstotliwości jest uzyskiwana przez jednoczesną regulację rezystorów RA i RB (RA = RB).



Rys. 12. Układ generatora astabilnego o stałym współczynniku wypełnienia i regulowanej częstotliwości

Dla wartości elementów przedstawionych na schemacie uzyskuje się zmianę częstotliwości od 40 Hz do 20 kHz, przy współczynniku wypełnienia 50%. W układzie należy zastosować rezystory o charakterystyce liniowej. Ponieważ układ scalony 555 podczas monostabilnej generacji impulsu ignoruje następne impulsy wyzwalające, można go wykorzystać również jako dzielnik stałej częstotliwości.



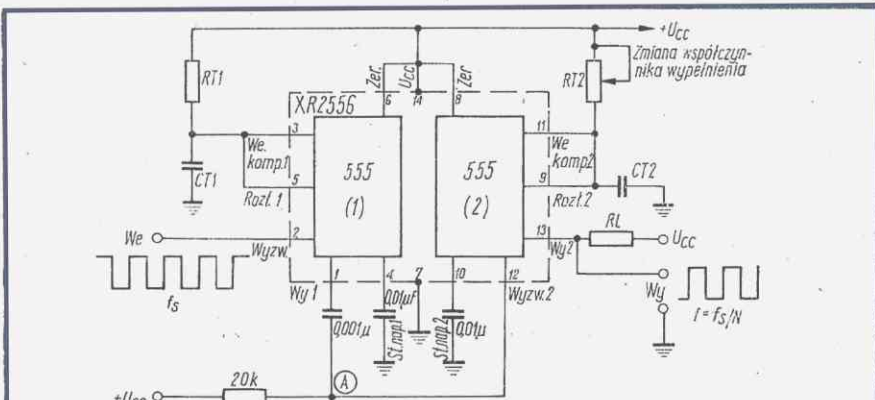
Rys. 14. Przebiegi czasowe w układzie z rys. 13

Czas trwania impulsu generowanego przez pierwszy element może być równy 2...2,4 okresom częstotliwości wejściowej.

Wadą takich dzielników częstotliwości jest konieczność stałości częstotliwości impulsów wejściowych oraz niezbyt duży stopień podziału, nieprzekraczający zazwyczaj 10.

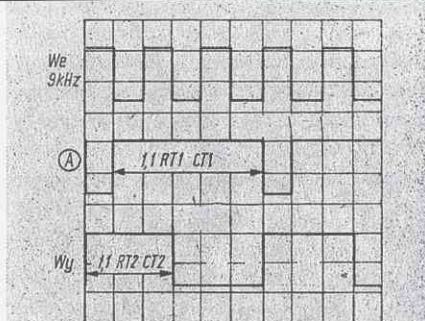
W układzie scalonym 555 pracującym jako generator monostabilny można zastosować modulację szerokości impulsów wyjściowych doprowadzając do jego końcówki 5 – sterowanie napięciowe – napięcie o zmiennej amplitudzie, np. sinusoidalne (rys. 15).

Uzyskuje się dość szeroki zakres zmian



Rys. 13. Układ dzielnika stałej częstotliwości

Czas trwania impulsów generowanych na wyjściu ($T = 1,1 \cdot RT \cdot CT$) musi być dłuższy niż okres impulsów wyzwalających. Schemat układu dzielnika częstotliwości przedstawiono na rys. 13, natomiast przebiegi napięć w układzie na rys. 14. Zastosowany tu układ scalony XR2556 Exar składa się z dwóch układów 555, z których pierwszy pracuje jako dzielnik – podział przez 3 stałej częstotliwości (9 kHz), a drugi jest układem formującym impulsy wyjściowe (współczynnik wypełnienia od 1 do 99%).

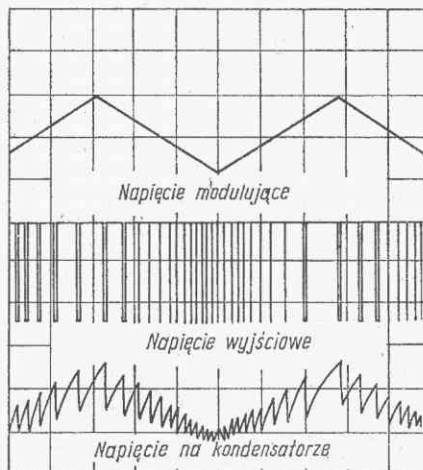


Rys. 15. Wykresy czasowe dla układu modulującego szerokość impulsów

czasu trwania impulsu od 0,3 T. do 1,6 T ($T=1,1 RTCT$).

Modulację położenia impulsów napięciem można uzyskać w sposób podobny jak modulację szerokości, z tą różnicą że układ scalony 555 pracuje jako generator astabilny.

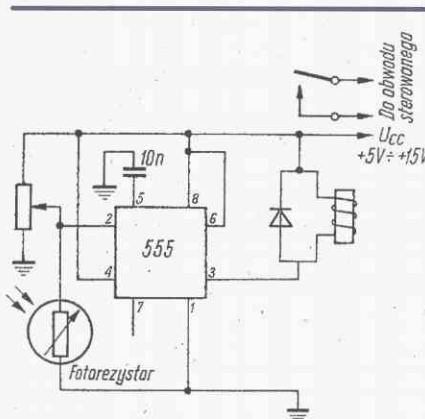
Napięcie modulujące jest włączone do końcówki 5 – sterowanie napięciowe. Przebiegi czasowe w układzie dla modulacji napięciem trójkątnym ilustruje rys. 16. Napięcie modulujące może mieć różny



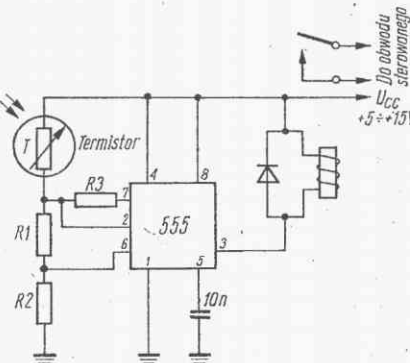
Rys. 16. Wykresy czasowe dla układu modulującego położenie impulsów

przebieg i może pochodzić z generatora lub czujników temperatury, wilgotności, ciśnienia itp.

Innym popularnym zastosowaniem układu scalonego 555 (bez generowania impulsów) jest wykorzystanie go jako prze-



Rys. 17. Układ przełącznika fotooptycznego



Rys. 18. Układ sterujący ogrzewaniem

rzutnika. Napięcie sterujące przerzutnikiem włączone do końcówki 2 (wyzwalanie) powinno być niższe niż $1/3 U_{cc}$ (dla ustawienia wyjścia w stan „1”). Natomiast dla ustawienia wyjścia w stan „0” należy włączyć do końcówki 6 (wejście

komparatora) napięcie sterujące wyższe niż $2/3 U_{cc}$ (przy napięciu na końcówce 2 powyżej $1/3 U_{cc}$).

Na rys. 17 przedstawiono układ przełącznika fotooptycznego wyłączającego przełącznik przy oświetleniu elementu fotoczułego (fotorezystor).

Zmniejszając się pod wpływem naświetlenia rezystancja powoduje zmniejszenie się napięcia na końcówce 2 poniżej $1/3 U_{cc}$.

Napięcie na końcówce 3 ustawione przy słabszym oświetleniu w stan niski (włączony przełącznik) po przejściu napięcia na końcówce 2 poniżej $1/3 U_{cc}$, przejdzie w stan wysoki (wyłączenie przełącznika).

Takie progowe działanie układu scalonego 555 uzyskano dzięki połączeniu końcówki 6 (wejście komparatora) z U_{cc} , co zapewniło stałe spełnienie warunku: napięcie na końcówce 6 $> 2/3 U_{cc}$.

Schemat innego niestandardowego zastosowania układu scalonego 555 jest przedstawiony na rys. 18. Układ ten może znaleźć zastosowanie przy budowie termostatu, sterowaniu ogrzewaniem lub w innych układach utrzymujących temperaturę w zadanym przedziale. Zakres temperatur odpowiadające stanom włączenia i wyłączenia, sterowanego przełącznikiem grzejnika, zależą od wartości rezystorów $R1$, $R2$ i $R3$ oraz zastosowanego termistora.

LITERATURA

1. 555, 556 – Timers Signetics Catalog
2. Robert F. – Scott 555 Timer IC applications. Radio Electronics 2, 3,4/1976.

Dziesięć gier telewizyjnych z zastosowaniem układu scalonego AY-3-8610

inż. JANUSZ GAJEWICZ

Układ scalony AY-3-8610 jest rozwinięciem produkowanego już wcześniej i opisanego na łamach „Radioelektronika” układu AY-3-8500.

Układ ten jest wykonany w technologii MOS. Zastosowanie tego układu w grze telewizyjnej umożliwia uzyskanie na ekranie odbiornika telewizyjnego 10 gier z udziałem jednej lub dwóch osób.

Na rysunku 1 przedstawiono układ poszczególnych gier.

Funkcje przełączników

- S – prędkość piłki duża lub mała. Po przełączeniu S w pozycję „załącz” zwiększenie prędkości piłki następuje po siedmiu odbiciach piłki od każdego z graczy. Sytuacja ta powtarza się po każdym serwie.
- L – zmiana wysokości lewego gracza o połowę.
- R – zmiana wysokości prawego gracza o połowę.

K – zerowanie liczników umożliwiające rozpoczęcie gry. Gra kończy się z chwilą osiągnięcia stanu 15 jednego z liczników.

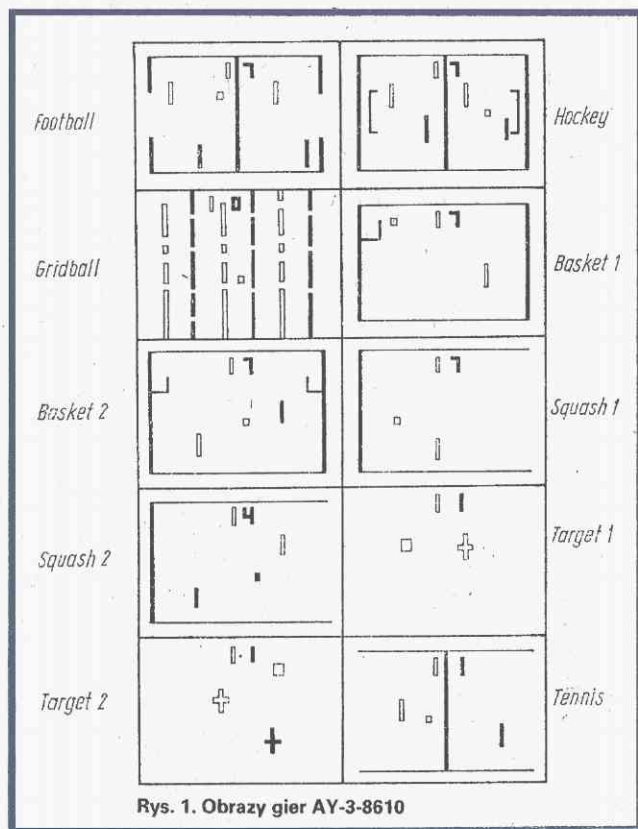
SR – serw prawego gracza.

SL – serw lewego gracza.

SH – serw ręczny.

HA – przełącznik serwu ręczny/automatyczny, zwarte zestyki 1-2/1-3.

W pozycji HA „serw ręczny” rozpoczęcie gry następuje po naciśnięciu przycisku SH albo przez uruchomienie przycisku SR lub SL, które są umieszczone w manipulacjach. Stosowane przy opisie pojęcie „serw jednoczesny” należy rozumieć jako jednoczesne naciśnięcie SR i SL przez obu grających. Pojęcie „serw pojedynczy” oznacza naciśnięcie SR lub SL w celu rozpoczęcia gry. Funkcję serwu jednoczesnego pełni również przycisk SH. Pojęcie „serw automatyczny” należy



Rys. 1. Obrazy gier AY-3-8610

rozumieć jako natychmiastowe podanie piłki po zwiększeniu stanu któregośkolwiek z liczników o 1. Gracze oraz licznik umieszczony po lewej stronie ekranu są koloru czarnego, po prawej stronie ekranu - białe.

ZASADY POSZCZEGÓLNYCH GIER

- **FOOTBALL** – liczba graczy 2 + 2, bramkarz porusza się w pionie, atakujący w obu kierunkach w obrębie boiska. Rozpoczęcie gry ze środka boiska. Barwa piłki (biała lub czarna) informuje, który z grających inicjuje grę. Serw pojedynczy.
- **GRIDBALL** polega na umieszczeniu piłki za pionową niewidoczną linią graniczną boiska po stronie lewej lub prawej. Liczba graczy jest zmienna, ruch tylko w pionie. Każdy z grających posiada trzy rzędy graczy. Serw jednoczesny ze środka boiska.
- **BASKET 2** polega na umieszczeniu piłki w koszu. Liczba graczy 1 + 1. Serw jednoczesny ze środka boiska. Ruch graczy w obu kierunkach.
- **SQUASH 2** polega na odbijaniu piłki od lewej pionowej linii granicznej boiska na przemian przez obu graczy. Barwa piłki wskazuje gracza, który powinien dokonać serwu pojedynczego i odbić piłkę. Odbicie piłki przez gracza zanim osiągnie ona lewą linię graniczną powoduje zaliczenie punktu dla przeciwnika. To samo dzieje się w przypadku odbicia piłki czarnej przez białego gracza lub odwrotnie. Liczba graczy 1 + 1, ruch w obu kierunkach. W grze stosowana jest zasada tzw. strzały serwu bez powiększania stanu liczników.
- **TARGET 2** – na ekranie pojawia się ruchomy punkt poruszający się po linii łamanej. Każdy z grających powinien naprowadzić środek krzyża celowniczego na ten punkt. Jednocześnie należy nacisnąć przycisk SL (gracz lewy) lub SR (gracz prawy). Następuje wtedy tzw. strzał. Jeżeli strzał okazał się celny, to punkt znika z ekranu, a licznik tego z grających, który dokonał trafienia zwiększa swój stan o 1. Ruch graczy w obu kierunkach. Serw tylko automatyczny, lecz w położeniu przełącznika HA, oznaczonym jako serw ręczny (zwarte zestyki 1-2 HA).

- **HOCKEY** – liczba graczy 2 + 2, ruch bramkarza w pionie, atakującego w obu kierunkach. Serw jednoczesny ze środka boiska. Możliwe prowadzenie gry również za bramkami.
- **BASKET 1** – zasady takie same jak dla BASKET 2, lecz z udziałem 1 gracza, który może umieścić piłkę tylko w koszu z lewej strony boiska. Serw pojedynczy ze środka boiska. Licznik lewy wskazuje stan gry, licznik prawy – liczbę odbić piłki od gracza. Licznik ten zlicza tylko do 15 wracając do pozycji zerowej przy następnym serwie.
- **SQUASH 1** – zasady jak dla SQUASH 2, lecz z udziałem 1 gracza. Serw pojedynczy ze środka boiska. Funkcje liczników identyczne jak dla BASKET 1.
- **TARGET 1** – zasady jak dla TARGET 2. Lewy licznik zlicza liczbę ruchomych punktów, które nie zostały zestrzelone, licznik prawy wskazuje liczbę trafień. Gra dla jednej osoby.
- **TENNIS** – liczba graczy 1 + 1, ruch w obu kierunkach, lecz tylko w obrębie połowy boiska. Serw pojedynczy ze strony lewej lub prawej. Każdy z grających dysponuje kolejno pięcioma serwami aż do czasu zakończenia gry. Każdej z gier towarzyszą efekty dźwiękowe. W porównaniu z AY-3-8500 podczas zerowania liczników nie znika z ekranu obraz ani też nie zostaje naruszona synchronizacja. Czynności tej towarzyszy modulowany ciągły sygnał akustyczny.

OPIS UKŁADU APLIKACYJNEGO I BUDOWA GRY

Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy gry.

Tranzystor T5 łącznie z elementami pomocniczymi stabilizuje napięcie zasilające cały układ na poziomie +6,5V. Tranzystor T2 stanowi bazę generatora zegarowego dostarczającego napięcia o częstotliwości 3,579 MHz. Sygnały akustyczne towarzyszące grze są wzmacniane w układzie tranzystorów T3 i T4. Tranzystor T6 stanowi mieszacz sygnałów wyjściowych z układu scalonego AY-3-8610, natomiast potencjometr montażowy R19 służy do regulacji amplitudy sygnału wyjściowego doprowadzonego do modulatora. Generator częstotliwości nośnej wizji zbudowano w oparciu o tranzystor T1.

Z elementami jak na schemacie, częstotliwość nośnej wizji zbudowano w oparciu o tranzystor T1.

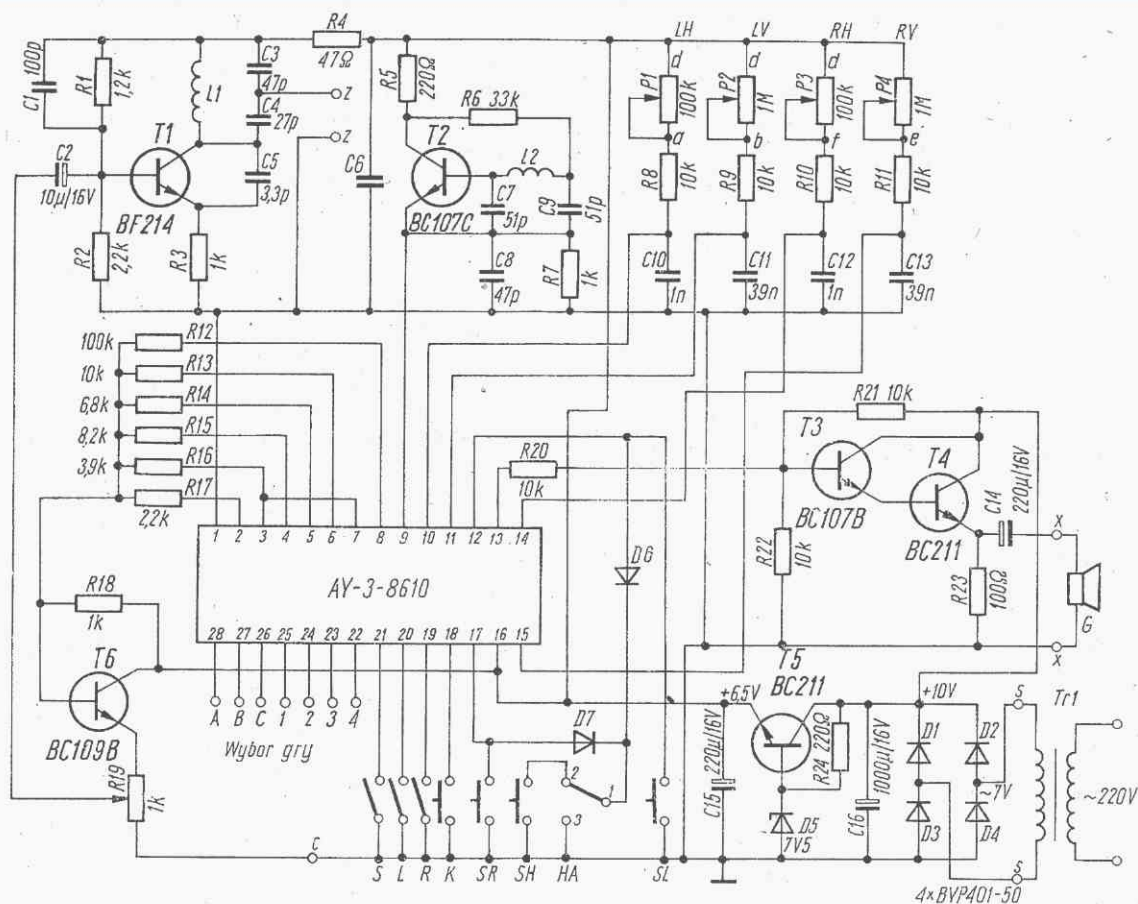
Z elementami jak na schemacie, częstotliwość generatora odpowiada częstotliwości czwartego kanału telewizyjnego. Wyjście do odbiornika telewizyjnego stanowią punkty Z-Z. Połączenie należy wykonać przewodem współosiowym 75 Ω. Potencjometry LH oraz LV służą do przemieszczania gracza lewego w kierunku poziomym i pionowym. Te same funkcje spełniają potencjometry RH i RV dla gracza prawego.

Diody D6 i D7 umożliwiają rozdzielenie funkcji serwu pojedynczego od serwu dokonywanego przyciskiem SH. Jako przełączniki S, L, R oraz HA pracują cztery niezależne sekcje stabilne przełącznika „Isostat”. Masa wszystkich przełączników i przycisków jest prowadzona jednym przewodem i dołączona do płytki drukowanej w punkcie c. Połączenie między SH oraz zestykiem nr 2 HA jest wykonane za pomocą oddzielnego przewodu bez pośrednictwa płytki drukowanej.

Na rysunku 3 przedstawiono schemat płytki drukowanej w skali 1:1. Wymiary płytki: 145x75 mm. Otwory na wyprowadzenia elementów należy wykonać wiertłem Ø1,0 mm.

Na rysunku 4 przedstawiono rozmieszczenie elementów. Na płycie drukowanej nie przewidziano miejsca dla przełączników opisanych powyżej, które umieszczone są na płycie czołowej obudowy gry. Przyciski SR oraz SL znajdują się w obudowie manipulatorów.

Oddzielnego omówienia wymaga sterowanie wejść układu scalonego AY-3-8610. Ze względu na ograniczoną liczbę wyprowadzeń producent zaleca zastosowanie do wyboru gry tzw. matrycy przełącznikowej. Odpowiedni schemat połączeń przedstawiono na rysunku 5.

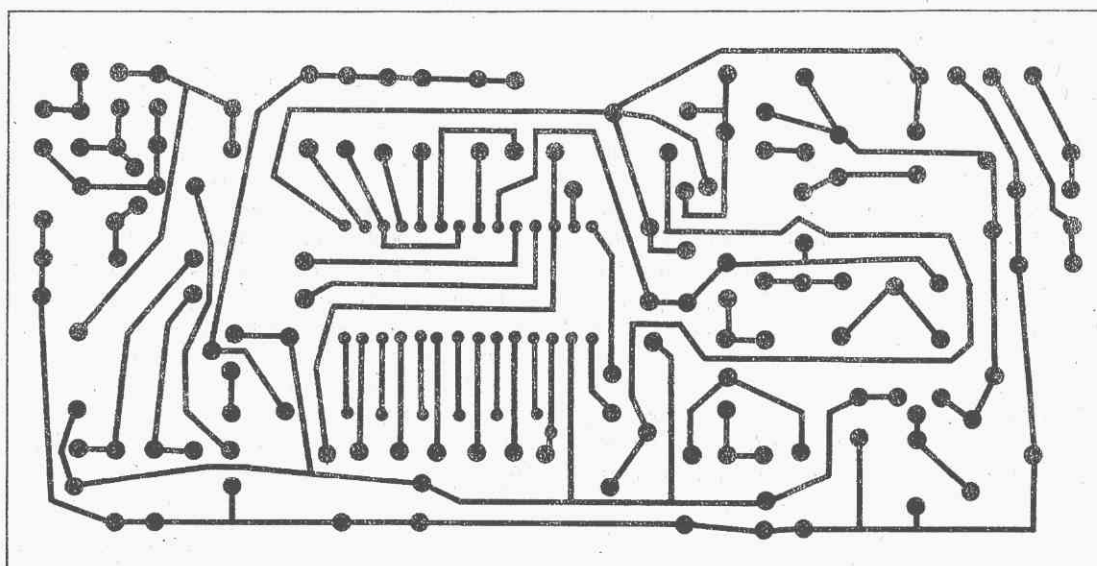


Rys. 2. Schemat aplikacyjny gry

Wszystkie przyciski w liczbie 10 są astabilne typu „Isostat”. Oznaczenie cyfrowo-literowe informuje ponadto, które z wyprowadzeń układu scalonego są łączone ze sobą. Wybór gry następuje przez naciśnięcie i zwolnienie odpowiedniego przycisku. W urządzeniu modelowym przyciski wyboru gry umieszczono w dwóch rzędach. Połączenia 1 do 4 oraz A, B, C należy wykonać zgodnie z oznaczeniami z rys. 4. Poszczególne wyprowadzenia układu scalonego AY-3-8610 spełniają następujące funkcje:

1 – masa, 2 – wyjście synchronizacji, 3 – wygaszanie sygnału, 4 – identyfikacja barw, 5 – tło boiska, 6 – linie boiska, 7 – wyjście lewego gracza, 8 – wyjście prawego gracza, 9 – wejście 3,579 MHz, 10 – sterowanie poziome lewego gracza, 11 – sterowanie pionowe lewego gracza, 12 – serw lewego gracza, 13 – wyjście dźwięku, 14 – sterowanie poziome prawego gracza, 15 – sterowanie pionowe prawego gracza, 16 – zasilanie, 17 – serw prawego gracza, 18 – zerowanie liczników, 19 – rozmiar lewego gracza, 20 – rozmiar prawego gracza, 21 – prędkość piłki,

Cd. na str. 45



Rys. 3. Płytką drukowaną gry

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 4-5 (261-262) LIPIEC-SIERPIEŃ 1982

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ZAMIERZENIA KOMISJI TECHNICZNEJ ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Krótkofalarstwo jest sportem technicznym wymagającym szczególnie bogatego zaplecza technicznego. Szybki rozwój techniki radiokomunikacyjnej na świecie sprawia, że nowoczesne jeszcze niedawno urządzenia są zastępowane przez coraz to nowocześniejsze, o coraz bardziej „wyśrubowanych” parametrach, bo tylko takie umożliwiają osiąganie wysokich wyników sportowych w zawodach, przy stale rosnącej liczbie stacji amatorskich na świecie, tendencji do używania nadajników o coraz większej mocy wyjściowej i zaostrzających się wymaganiach odnośnie jakości emisji. W krajach, w których liczba licencji krótkofalarskich zawiera się w setkach tysięcy, dla potrzeb krótkofalowców pracują liczne zakłady przemysłowe, prześcigające się w dostarczaniu swoim klientom coraz to nowocześniejszego sprzętu i oczywiście osiągające z tego tytułu pokaźne zyski. Działalność tych zakładów przyczynia się w głównej mierze do ciągłej pogoni za nowoczesnością w sprzęcie krótkofalarskim. Ilustracją powyższego stwierdzenia może być fakt, że już w kilka miesięcy po decyzji WARC 1979, przyznającej amatorom prawo do nowych amatorskich pasm krótkofalowych (10, 18 i 24 MHz), niektóre firmy szeroko reklamowały (i sprzedawały w każdej żądanej ilości!) transceivery umożliwiające pracę także i w tych pasmach.

Inaczej przedstawia się sytuacja w mniejszych krajach, o kilku lub kilkunastotysięcznej rzeszy krótkofalowców, do których zalicza się Polska. Krótkofalowcy tych krajów importują urządzenia z Japonii lub USA – o ile mają odpowiednie możliwości finansowe – bądź też muszą sami budować swoje urządzenia, w niewielkim tylko stopniu wspomagani przez przemysł elektroniczny i zasilani sporadycznie urządzeniami z demobilu. Samodzielna budowa sprzętu krótkofalarskiego jest bliższa duchowi amatorskiemu niż praca w „eterze” na urządzeniu fabrycznym, bo przecież stąd wywodzi się pionierska rola krótkofalowców w początkach rozwoju radiokomunikacji i ich ciągły wkład w rozwój techniczny sprzętu radiokomunikacyjnego, jednak wielu krótkofalowcom brak czasu lub odpowiedniego zaplecza technicznego uniemożliwia budowę sprzętu.

Oddzielny, bardzo ważny problem stanowi sprzęt krótkofalarski dla początkujących, przeważnie bardzo młodych ludzi, których nie stać, a przeważnie także nie stać ich rodziców, na kupno drogiego sprzętu za dewizy. Najczęściej także nie są oni w stanie całkowicie samodzielnie zbudować urządzeń, umożliwiających osiągnięcie dobrych wyników sportowych.

Wspomniane powyżej problemy sprzętowe i techniczne, będące udziałem polskich krótkofalowców, były przez wszystkie kadencje Zarządu Głównego PZK w mniejszym lub większym

stopniu troską pionu technicznego, choć pozornie bardzo niewiele w tej dziedzinie zrobiono. Mimo wielokrotnych starań nie udało się zainteresować żadnego z zakładów przemysłu elektronicznego produkcją, nawet bardzo skromną asortymentowo, dla naszych potrzeb, a drobna wytwórczość, o ile nawet wykazywała zainteresowanie naszymi potrzebami, stawiała warunki ilościowo-cenowe przekraczające nasze możliwości.

Obecny kryzys gospodarczy w Polsce zmienił nieco sytuację. Wdrażanie reformy gospodarczej, występujące tu i tam wolne moce produkcyjne i większa swoboda dana rzemiosłu, stworzyły znacznie większe możliwości uzyskania skutecznej pomocy technicznej dla krótkofalowców.

Komisja Techniczna Zarządu Głównego PZK, działająca pod kierunkiem wiceprezesa ds. technicznych Jerzego Niewady SP7HF, opracowała – mając na względzie otwierające się możliwości i w oparciu o własne wstępne rozpoznanie potrzeb – program działania, który zostanie tu pokrótce omówiony.

Zamierzone jest zaktywizowanie następujących kierunków działania:

■ **Zaopatrzenie w sprzęt oraz podstawowe urządzenia przewidziane dla początkujących krótkofalowców**, tak nadawców jak i nasłuchowców. Dalsza praca nad organizowaniem laboratoriów pomiarowo-kontrolnych, w których dokonywane będą prace z zakresu przystosowywania otrzymywanego sprzętu z demobilu do potrzeb krótkofalowców, serwisu sprzętu radiokomunikacyjnego, wykonywania i testowania urządzeń nadawczo-odbiorczych, które ewentualnie mogły by być przekazywane do produkcji zakładom zainteresowanym taką produkcją, ewentualnie testowania prototypów urządzeń opracowanych w tych zakładach.

■ **Zapokajanie zapotrzebowania na urządzenia średniej klasy oraz na sprzęt wyczynowy**; bierze się tu pod uwagę zarówno sprzęt, który będzie w przyszłości produkowany w kraju, jak i sprzęt importowany, po zbadaniu możliwości zbiorowego zakupu zagranicą urządzeń krótkofalarskich za środki dewizowe naabywców.

■ **Koordynację prowadzonej dotychczas w różny sposób działalności zaopatrzeniowej**, polegającej na przejmowaniu sprzętu radiokomunikacyjnego wycofywanego z eksploatacji profesjonalnej, przyrządów pomiarowych i podzespołów. Przewiduje się między innymi przepracowanie instrukcji o gospodarce materiałowo-sprzętowej w PZK.

■ **Działalność inspirującą rozwój amatorskiej służby radiokomunikacyjnej** między innymi przez: współdziałanie w działalności szkoleniowej i wydawniczej, stymulowanie różnymi sposobami postępu technicznego w budowie amatorskich urządzeń nadawczo-odbiorczych i pomocniczych. Oddzielnym i ważnym zagadnieniem jest tu działanie w kierunku powszechnego

nego przystosowywania sprzętu amatorskiego do pracy w sieciach łączności KF i UKF podczas prowadzenia akcji ratunkowych w razie klęsk żywiołowych i innych akcji społecznie użytecznych. Sprzęt przystosowywany do pracy w takich sieciach powinien umożliwiać pracę stacjonarną i w ruchu, pracę foniczną, telegraficzną kluczem i dalekopisem, a nawet emisją SSTV, bądź ATV.

W ramach realizacji powyższych zamierzeń dotychczas poczyniono lub postanowiono:

1. Nawiązano kontakty z niektórymi zakładami, które w ramach własnych mocy produkcyjnych przewidują możliwość wykonywania krótkich serii urządzeń dla krótkofalowców. Na przykład ZWUS zamierza podjąć produkcję odbiornika homodynowego według opracowania SP9ADU, reflektometru, klucza elektronicznego, anteny „SP” typu 12AVQ. ELWRO zamierza rozpocząć produkcję kluczy elektronicznych; krystalizuje się możliwość dostarczania kompletnych zestawów do SSTV, przystawek do RTTY itp.

2. Dla określenia aktualnych wymagań ilościowych i asortymentowych konieczne jest dokonanie sondażu opinii środowiska krótkofalarskiego w Polsce. W tym celu opracowano i zamieszczono w numerach 12/81 i 1/82 „Biuletynu PZK” dwie ankiety, z których jedna, dotycząca ogólnych potrzeb i możliwości finansowych, jest zamieszczona na końcu tego artykułu dla krótkofalowców nie będących czytelnikami „Biuletynu PZK”. Pierwsze odpowiedzi na ankietę już napływają, stanowiąc interesujący materiał dla Komisji Technicznej ZG PZK.

3. Postanowiono, że w ramach działalności zaopatrzeniowej ZG PZK będzie rozprowadzać sprzęt i materiały odpłatnie na dotychczasowych zasadach, to jest przez Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK.

4. Stwierdzono, że wobec poważnych zadań stojących przed Komisją Techniczną ZG PZK staje się konieczne włączenie do jej prac dalszych członków ZG PZK, a także tych wszystkich członków PZK, którzy są zainteresowani działalnością techniczną i mogliby przyczynić się do realizacji tych zadań. Szczególnie mile widziani są koledzy, którzy mogą podjąć nowe tematy, związane na przykład z amatorską radiokomunikacją satelitarną, SSTV, RTTY, ARS itp. Chętni do współpracy mogą zgłaszać się do ZG PZK lub bezpośrednio do kol. SP7HF.

5. Postanowiono ogłosić po przywróceniu normalnej działalności krótkofalarskiej w kraju, konkurs konstrukcji krótkofalarskich, połączony z wystawą zgłoszonych prac. Wyróżnione opracowania będą opublikowane w „Radioelektroniku” i w „Biuletynie PZK”. Przewiduje się także zainteresowanie najciekawszymi opracowaniami zakładów przemysłowych i rzemieślniczych w celu uruchomienia produkcji seryjnej.

Powyższe zamierzenia, a częściowo także i decyzje, podjęto jeszcze przed wprowadzeniem stanu wojennego w Polsce. Aktualna sytuacja odbija się niewątpliwie na przebiegu ich realizacji, lecz nie powinna ich uniemożliwić. Większość wolnego czasu, jakim dysponujemy, nie mogąc poświęcić go na pracę w „eterze”, powinna sprzyjać powstawaniu nowych koncepcji technicznych i organizacyjnych, mogących przyczynić się w niedalekiej przyszłości do rozwiązania palącego

problemu sprzętowego. Komisja Techniczna ZG PZK zwraca się do wszystkich krótkofalowców o współpracę, a do kierownictw i załóg wszelkiego rodzaju zakładów elektronicznych o rozpatrzenie możliwości podjęcia choćby najskromniejszej produkcji sprzętu podstawowego i pomocniczego dla krótkofalowców. Wszelkie oferty prosimy kierować na adres: **Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców, skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, lub telefonicznie pod nr 26-73-73.**

Od dłuższego czasu Polski Związek Krótkofalowców pilotuje sprawę opracowania i wdrożenia do produkcji w ZPR OMIG filtrów kwarcowych 9 MHz do urządzeń SSB. Filtr taki został już dawno opracowany w oparciu o warunki techniczne, uzgodnione z Komisją Techniczną ZG PZK, lecz bardzo przeciąga się realizacja dwóch kolejnych zamówień. Dział Zaopatrzenia ZG PZK otrzymał dotychczas kilkadziesiąt filtrów, które zostały rozprowadzone do Oddziałów Wojewódzkich PZK. Ostatnia obietnica złożona przez producenta przewiduje realizację złożonych zamówień do końca bieżącego roku. Znacznie szybciej udało się doprowadzić do wykonania przez toruński TORAL 300 kompletów płytek drukowanych do transceivera opracowanego przez SP5WW i opisanego na łamach „Radioelektronika”. Płytki te zostały już dostarczone do PZK i obecnie trwa uzgadnianie ceny z producentem. Płytki wymagają obcięcia krawędzi i wywiercenia otworów.

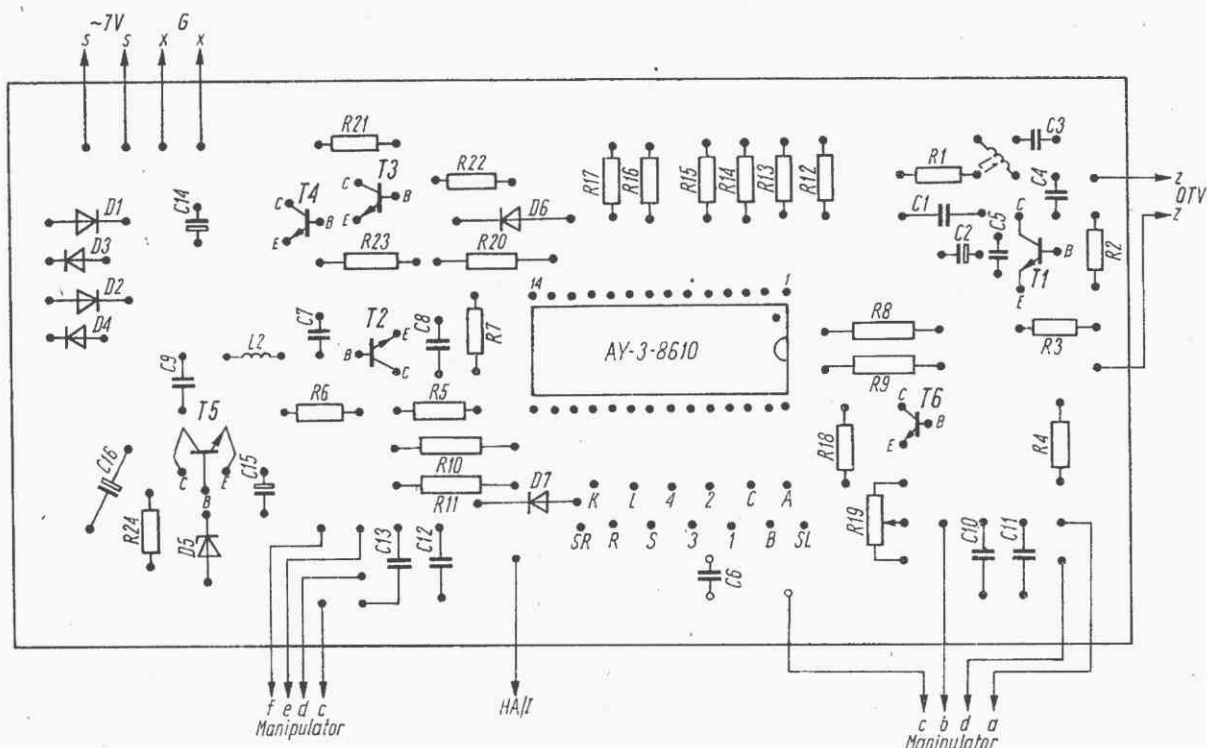
Na zakończenie przytaczamy zasadnicze pytania ankiety dotyczącej potrzeb krótkofalowców polskich w zakresie sprzętowo-materiałowym. Odpowiedź na tę ankietę powinna zawierać numer pytania i możliwie wyczerpującą odpowiedź, kolejno na wszystkie pytania. Odpowiedzi prosimy przysyłać na adres: **ZG PZK, skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa, z zaznaczeniem na kopercie „Ankieta”.**

A oto pytania:

1. *Moje potrzeby w zakresie sprzętowym to (wymienić w kolejności potrzeb):*
2. *Na sprzęt ten mogę przeznaczyć maksymalną kwotę w wysokościzł jednorazowo lub kwotę w wysokościzł na przestrzenimiesięcy lublat*
3. *Szczegółne wymagania dotyczące pożądanego sprzętu:*
4. *Moim zdaniem, sprzęt powyższy mógłby być produkowany:*
 - według istniejących wzorów
 - publikowanych opracowań (wymienić nazwę wzoru lub tytuł publikacji)
5. *Moje potrzeby:*
 - w zakresie materiałów: (materiały konstrukcyjne, przewody, kable, podzespoły elektroniczne),
 - w zakresie przyrządów pomiarowych
6. *Moje potrzeby w zakresie usług (prace mechaniczne i lakiernicze, montaż według dostarczonego schematu, uruchamianie i pomiary urządzeń)*
7. *Moje potrzeby w zakresie publikacji i dokumentacji (opisy budowy konkretnych urządzeń – jakich? literatura krótkofalarska – jaka?, mapy prefiksów i QTH-lokatora, lista DXCC, spis radiostacji itp.)*
8. *Inne uwagi i życzenia*
9. *Na osobowe: imię, nazwisko i znak krótkofalarski, przynależność klubowa, adres zamieszkania.*

Komisja Techniczna ZG PZK apeluje do wszystkich krótkofalowców o wzięcie powszechnego udziału w ankiecie. Termin nadsyłania odpowiedzi nie jest określony, ale nie należy zwlekać.

SP5QU



Rys. 4. Rozmieszczenie elementów na płycie

22 – wejście strobe 4, 23 – wejście strobe 3, 24 – wejście strobe 2, 25 – wejście strobe 1, 26 – wybór gry wejście 3, 27 – wybór gry wejście 2, 28 – wybór gry wejście 1.

Schemat budowy manipulatora przedstawiono na rysunku 6. Punkty SL, a, c, b, d oraz SR, e, d, f, c należy połączyć z odpowiadającymi im oznaczeniami literowymi zgodnie z rysunkiem 4.

Przewody łączące płytkę drukowaną z manipulatorem powinny być umieszczone w ekranie połączonym z masą układu w punkcie c. Ekranem może być również jeden z przewodów łączących punkty c-c manipulatora i płytki. Danie pozostałych elementów ujęto w wykazie.

Na rysunku 7 przedstawiono mechaniczne mocowanie potencjometrów w ten sposób, aby ruchem jednej dźwigni można było zmieniać położenie ślizgaczy obu potencjometrów. Dźwignia manipulatora ma możliwość ruchu w pionie oraz możliwość obrotu, potencjometry sterujące ruchem graczy należy umieścić w ten sposób, aby obrót powodował przesuwanie

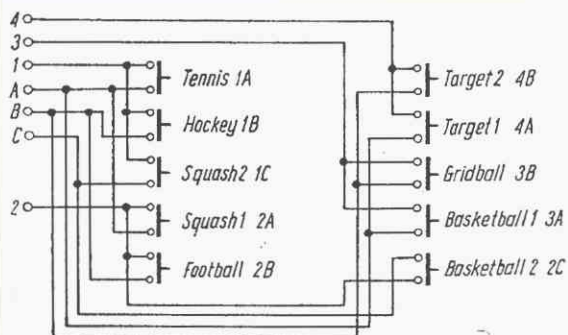
gracza w poziomie, natomiast ruch liniowy dźwigni – przesuwanie gracza w pionie.

Otwór na głośnik należy wyciąć w dnie obudowy gry, mocując go od wewnątrz.

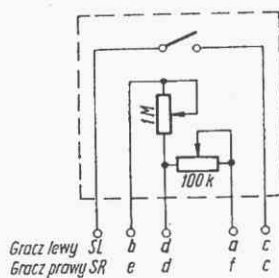
Obudowa powinna mieć nóżki umożliwiające swobodną emisję fal dźwiękowych.

URUCHOMIENIE

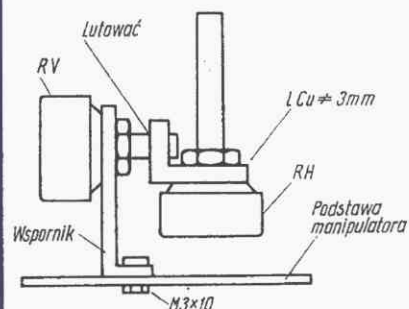
Po zmontowaniu wszystkich elementów z wyjątkiem układu scalonego należy dokonać pomiaru napięcia do zasilania AY-4-8610. Jeżeli napięcie to niewiele różni się od wartości podanej na schemacie ideowym, należy włączyć wtyk antenowy do gniazda odbiornika telewizyjnego i ustawić odbiór na kanale 4. Jeżeli ekran odbiornika w momencie dostrajania będzie ciemny oznacza to, że modulator i generator w.cz. działają poprawnie. Konieczność ewentualnej zmiany częstotliwości nośnej generatora w.cz. będzie zachodziła w tych przypadkach, gdy odbiornik telewizyjny ma bębnowy przełącznik kanałów. Regu-



Rys. 5. Matryca przełącznikowa



Rys. 6. Schemat połączeń wewnętrznych manipulatora



Rys. 7. Mocowanie potencjometrów manipulatora

lacji takiej należy dokonać przez zmianę wymiarów cewki L1 (ściskając ją lub rozciągając). Następnie należy wyłączyć zasilacz układu przez wyjęcie wtyczki sieciowej z gniazda oraz rozładować kondensatory elektrolityczne zasilacza. Po tej operacji należy umieścić układ scalony w podstawce. Od tej chwili nie należy dokonywać żadnych manipulacji na płytce drukowanej i nie dotykać ręką czy lutownicą metalowych części układu. Układ scalony jest bardzo wrażliwy na uszkodzenia od napięć statycznych. Dlatego też stosowanie odpowiedniej podstawki należy uznać za niezbędne. W razie braku podstawki DiL 28 można wykorzystać cztery połówki DiL 14.

Po włączeniu zasilania, na ekranie odbiornika powinien pojawić się ślad obrazu. Należy wtedy dostroić odbiornik lub generator w.cz. tak, aby uzyskać jasny i kontrastowy obraz bez odbić. Synchronizacji obrazu należy dokonać przez regulację indukcyjności rdzeniem cewki L2. Obraz po tej regulacji powinien być stabilny i bez zniekształceń geometrycznych. Następnie należy wypróbować działanie poszczególnych przełączników i wyłączników, czemu powinny towarzyszyć efekty dźwiękowe.

Sprawdzenie poprawności działania manipulatorów oraz ustawienie potencjometrem R19 takiej amplitudy sygnału wyjściowego, aby obraz nie był zbyt kontrastowy i rozmyty, kończy czynności regulacyjne.

Układ scalony w czasie pracy nagrzewa się do temperatury kilkudziesięciu stopni, czego nie należy uznać za zjawisko szkodliwe. Prąd pobierany tylko przez układ scalony AY-3-8610 wynosi 75 mA przy napięciu zasilania 6,5 V. Napięcie zasilania nie może przekroczyć wartości +9,5 V.

Do lutowania należy używać kalafonii, gdyż resztki pasty lutowniczej mogą powodować przepływ bardzo małych prądów między wyprowadzeniami układu scalonego, zakłócając w ten sposób jego prawidłową pracę.

Przy grze w GRIDBALL w pewnym położeniu suwaka potencjometru RV oraz LV występuje zjawisko bardzo szybkiego ruchu pionowego graczy, czego nie należy uznawać za nieprawidłowość. W grze tej należy wykorzystywać tylko część kąta obrotu suwaków potencjometrów.

Każdy z graczy dysponuje również zmiennym kątem odbicia piłki w zależności od miejsca jej zetknięcia z rakietą. Dzieląc

wysokość rakiety na pięć równych odcinków, kąt odbicia schodząc z góry w dół jest następujący:

1. 40° w górę
2. 20° w górę
3. ruch poziomy piłki
4. 20° w dół
5. 40° w dół

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory (MŁT 0,25 W 5% lub OWZ 0,125 W 10%)

R1 – 1,2 kΩ	R4 – 47 Ω
R2 – 2,2 kΩ	R5 – 220 Ω
R3, R7 – 1,0 kΩ	R6 – 33 kΩ
R8..., R11, R13, R18, R20..., R22 – 10 kΩ	
R12 – 100 kΩ	R16 – 3,9 kΩ
R14 – 6,8 kΩ	R17 – 2,2 kΩ
R15 – 8,2 kΩ	
R19 – 1 kΩ potencjometr montażowy	
R24 – 220 Ω	
R23 – 100 Ω	

Kondensatory

C1 – 100 pF KFPf	C7, C9 – 51 pF KFPf
C2 – 10 μF/16 V 2-04/U	C10, C12 – 1 nF/63 V KSF-020
C3, C8 – 47 pF KFPf	C11, C13 – 39 nF/63 V KSF-020
C4 – 27 pF KFPf	C14, C15 – 220 μF/16 V 2-04/U
C5 – 3,3 pF KFPf	C16 – 1000 μF/16 V 2-04/U
C6 – 10 nF/63 V KSF-020	

Diody

D1, D2, D3, D4 – BYP401/50
D5 – BZP611C7V5
D6, D7 – BAVP18, BAVP19

Tranzystory

T1 – BF214	T4, T5 – BC211
T2 – BC107C	T6 – BC109B
T3 – BC107B	

Cewki

L1 – 5 zw. CuAg Ø 1,0 mm na korpusie Ø 6,0 mm, powietrzna
L2 – filtr pośr. cz. AM typ 101, uzwojenie pierwotne (OR Dana, Monika)

Inne

G – głośnik GD-8/1-8, GD6/08
Tr – transformator 220 V/7 V 8 VA lub dzwonkowy
P1, P3 – potencjometry PA102.766 100 k/A 0,5 W
P2, P4 – potencjometry PA102.766 1M/A 0,5 W
Podstawka DiL28
Przełączniki i przyciski – wg opisu w tekście

Regulator napędu elektrycznego wózka inwalidzkiego

Opisany poniżej regulator może być zastosowany prawie do każdego typu wózka inwalidzkiego z elektrycznym napędem pod warunkiem, że sterowany nim silnik ma moc nie większą niż 350 W i jest zasilany napięciem 24 V.

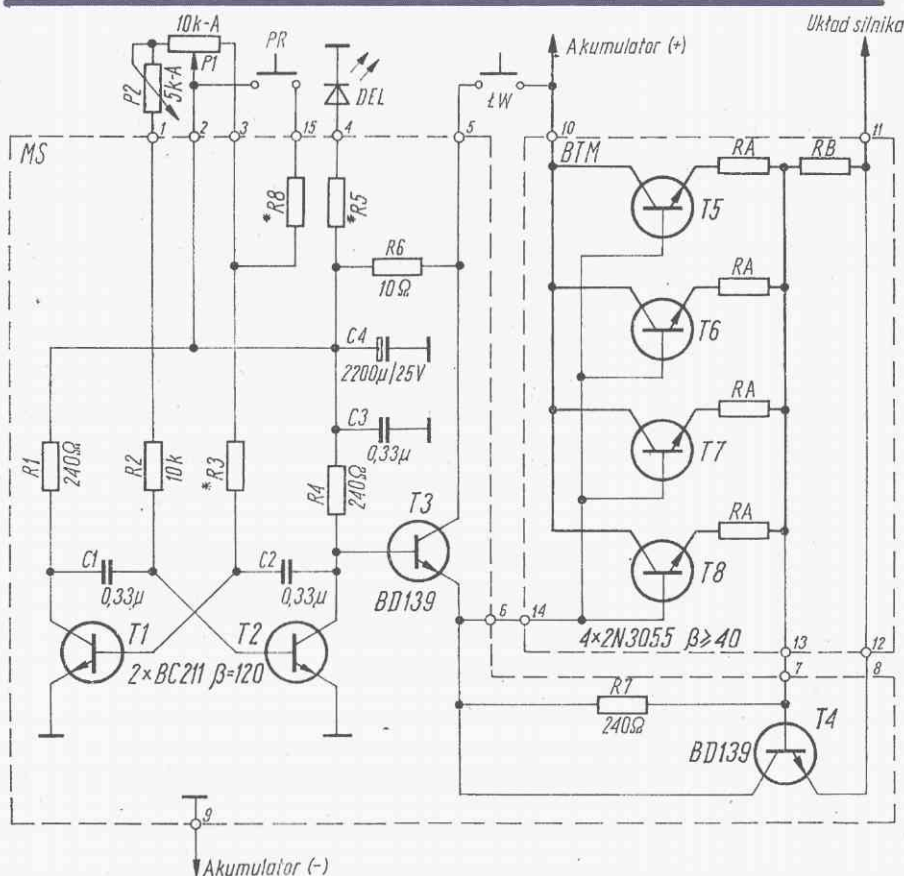
Układ został opracowany do wózka wykorzystywanego do poruszania się w mieszkaniu i na spacerach, napędzanego dwoma silnikami napędzającymi koła (oddzielnie). Takie rozwiązanie napędu umożliwia bar-

dzo sprawne i precyzyjne kierowanie wózkiem i daje możliwość zawracania wózka w miejscu.

Wózek prowadzi się jedną ręką. Funkcję kierownicy, dźwigni regulacji prędkości i przełącznika kierunku jazdy, spełnia odpowiednia dźwignia z uchwytem przeznaczonym do stałego jego trzymania w czasie jazdy, czyli tzw. „sztuczna ręka”. Puszczenie uchwytu powoduje natychmiastowe wyłączenie napędu, ma to znaczenie w przypadku, gdy użytkownik wózka cierpi na chwilowe zaniki świadomości lub podobne dolegliwości.

Artykuł ogranicza się do przedstawienia części elektroniczno-elektrycznej urządzenia. Konstrukcja mechaniczna zależy od wózka, do którego urządzenie będzie zastosowane. Nie jest również rozpatrywane rozwiązanie konstrukcyjne „sztucznej ręki”.

Część elektroniczna układu składa się z modułu sterowania (MS) i bloku tranzystorów mocy (BTM). Moduł sterowania MS (rys. 1) wykonano w postaci płytki o połączeniach drukowanych. Tranzystory T1 i T2 tworzą multiwibrator pracujący na częs-



Rys. 1. Schemat modułu MS i bloku BTM

$$R_A = \frac{0,6}{\frac{1}{n} \cdot I_{\max}}$$

$$R_B = \frac{0,65}{1,2 \cdot I_{\max}}$$

$$P_{RA} = 0,6 \cdot I_{\max}$$

$$P_{RB} = 0,65 \cdot 1,2 \cdot I_{\max}$$

n – liczba rezystorów R_A , $I_{\max}$ – maksymalny pąd silnika

ciotliwości około 50 Hz. Potencjometrami P1 i P2 reguluje się współczynnik wypełnienia przebiegu impulsowego na wyjściu multiwibratora. Multiwibrator steruje układem Darlingtona, na który składają się tranzystor T3 oraz tranzystory T5...T8 znajdujące się w bloku BTM. Tranzystor T4 pracuje jako ogranicznik prądu płynącego przez silnik napędu, zabezpieczając go przed przegrzaniem. Włącznik ŁW służy do włączania układu, co jest sygnalizowane diodą elektroluminescencyjną DEL.

Układ działa w następujący sposób. Tranzystory T5...T8 sterowane są sygnałem impulsowym o regulowanym wypełnieniu, a więc pozostają w jednym z dwóch stanów: albo są otwarte i wówczas rezystancja ich jest bardzo mała, albo są zatkane i wtedy rezystancja kolektor-emiter ma bardzo wielką wartość. Praca tranzystorów w takim reżimie powoduje stosunkowo małe straty, a zatem względnie małe ilości ciepła są wydzielane w tranzystorach. Stopień

wypełnienia przebiegu prostokątnego określa ilość energii dostarczonej do silnika, a więc reguluje prędkość jazdy.

Rezystor R6 wraz z kondensatorami C3 i C4 zabezpiecza układ elektroniczny modułu MS przed zakłóceniami powstającymi w silnikach. Rezystory R_A mają na celu zapewnienie równomiernego rozplywu prądu przez wszystkie równoległe gałęzie układu z tranzystorami T5...T8. Spadek napięcia na rezystorze RB steruje układem zabezpieczającym silnik; układ działa w ten sposób, że jeżeli prąd płynący przez silnik wzrośnie 1,2 raza w stosunku do największej wartości dopuszczalnej, to zostaje wysterowany tranzystor T4, co powoduje zmniejszenie amplitudy fali prostokątnej sterującej układem tranzystorów mocy, a przez to zmniejszenie prądu płynącego przez silnik.

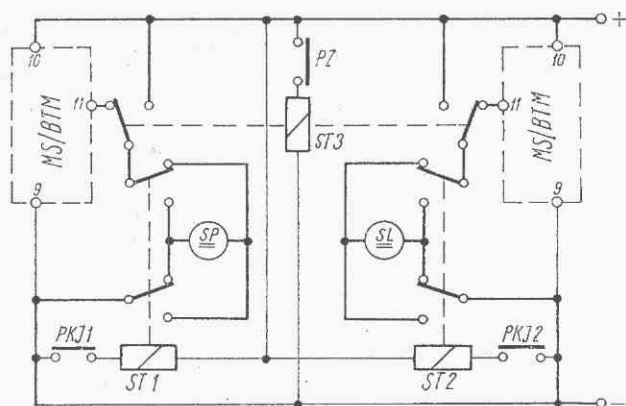
Jeżeli zastosuje się w układzie multiwibratora tranzystory o innym wzmocnieniu, to należy dobrać odpowiednio wartości rezystorów R2

i R3 oraz takie wielkości kondensatorów C1 i C2, aby częstotliwość drgań multiwibratora wynosiła około 50 Hz. Wartość tej częstotliwości nie jest bardzo istotna, należy jednak pamiętać, że przy mniejszej częstotliwości mogą występować rezonanse mechaniczne w silniku, powodując jego nierównomierną pracę, a zbyt wielka częstotliwość powoduje zniekształcanie zbroczy przebiegu prostokątnego przez tranzystory mocy.

Regulacja układu ogranicza się do ustalenia rezystancji R3 tak, aby przy przesunięciu suwaka potencjometru P1 w skrajne położenie (do końcówki 3 modułu) nie następowało zrywanie drgań multiwibratora. Potencjometr P2 (wyprowadzony na zewnątrz) służy do regulacji minimalnej prędkości jazdy. Jego położenie należy tak dobrać, aby jadący po równej powierzchni wózek z prawidłowo napompowanymi oponami, przy skrajnym położeniu suwaka potencjometru P1 (w stronę P2), miał minimalną pożądaną prędkość jazdy. Potencjometr P2 służy również do korygowania kierunku jazdy wprost, bowiem silniki napędowe nigdy nie mają identycznych parametrów, występują również różniące się między sobą opory tarcia w łożyskach kół wózka oraz różnice w oporach toczenia kół.

„Sztuczna ręka” spełniała w modelowym układzie następujące funkcje: w położeniu „0” wyłączała układ napędu lewego i prawego silnika; przesuwana do przodu włączała układ napędu (ŁW) i jednocześnie przesuwawała suwaki potencjometrów P1, zwiększając prędkość jazdy; przy maksymalnym wychyleniu do przodu przełączała za pośrednictwem łącznika PZ (rys. 2) stycznik ST3 tak, że silniki były zasilane bezpośrednio z akumulatora (wyłączając jednocześnie ŁW).

Rękojeść „sztucznej ręki” w modelowym urządzeniu składała się z dwóch rozchylnych części; ściśnięcie jej powodowało włączenie zasilania. Na rękojeści znajdowały się przyciski PKJ1 i PKJ2, które za pośrednictwem styczników ST1 i ST2 wpływały na kierunek jazdy. Prędkość jazdy wózka była proporcjonalna do kąta odchylenia od pionu „sztucznej ręki”, a przy jednoczesnym odchyleniu jej w bok następowało zróżnicowanie prędkości obrotowej kół i skręcanie wózka



Rys. 2. Schemat instalacji elektrycznej wózka

w lewo bądź w prawo. Maksymalne wychylenie w bok powodowało wyłączenie napędu jednego koła i tym samym „ciasny” skręt wózka wokół nie napędzanego koła. Obroty wózka wokół jego osi (w miejscu) uzyskuje się przez obracanie kół w przeciwnych kierunkach. Na rękojeści znajdował się również przycisk PR, który włączał rezystor R8 między końcówki

2 i 3 modułu MS o tak dobranej rezystancji, aby silnik pobierał zwiększoną moc potrzebną do zdecydowanego ruszenia wózka z miejsca.

Tranzystory T3 i T4 należy zaopatrzyć w radiatory o powierzchni czynnej około 100 cm²; tranzystory T5...T8 należy zamocować na radiatorach o powierzchni czynnej około 400 cm² na jeden tranzystor (radiator może

być wspólny); najlepiej jest wykorzystać typowe profile aluminiowe. W modelowym wózku bloki BTM były umieszczone pod siedzeniem w osłonie z perforowanej blachy duralowej. Moduły MS umieszczono w obudowie mechanizmu „sztucznej ręki”, która umiejscowiona była na lewej poręczy wózka (do obsługi lewą ręką).

Jako styczników ST1...ST3 użyto typowych styczników 24 V o prądzie znamionowym 20 A i zestawkach samoczyszczących się.

Silniki napędowe (SL i SP – rys. 2) produkcji norweskiej miały moc 250 W przy napięciu 20 V i prądzie maksymalnym 13 A.

Należy dodać, że opisany układ może być zastosowany do napędu wózka wyposażonego w jeden silnik. M.G.W.

Uwaga

Autor artykułu wyraził gotowość udzielenia bezinteresownie praktycznych porad dotyczących konstruowania układu napędowego wózka wszystkim Czytelnikom „Re”, którzy chcieliby przyjść z pomocą inwalidom. Zainteresowanych prosimy o kierowanie listów na adres Redakcji.

Wskaźnik poziomu cieczy

ZDZISŁAW TKACZYK

Informacji o minimalnym, średnim i maksymalnym poziomie cieczy w naczyniu lub zbiorniku dostarcza wskaźnik, którego schemat jest przedstawiony na rysunku 1.

Elektroda E1 (najdłuższa) jest połączona z masą układu. Elektroda E2 (najkrótsza), sygnalizująca maksymalny poziom cieczy i elektroda E3 sygnalizująca minimalny poziom cieczy, są połączone z bazami tranzystorów T1 i T3. Bazy tych tranzystorów są zasilane przez rezystory R1 i R5 z plusa napięcia zasilającego.

Kiedy elektrody E2 i E3 są zanurzone, mała rezystancja cieczy zwiera elektrody E1 i E2 oraz E1 i E3. Tranzystory T1 i T3 są zatkane. Na kolektorze tranzystora T1 wzrasta napięcie do poziomu określonego napięciem przewodzenia diody D5. Dioda D5 zaczyna świecić, a jej prąd przewodzenia ogranicza rezystor R2.

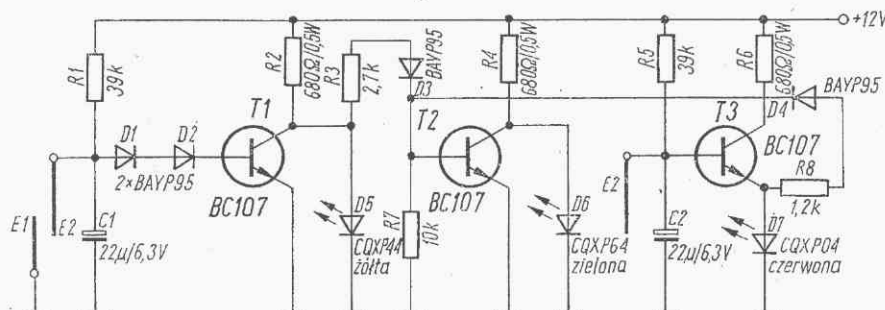
Kiedy elektroda E2 wynurzy się z cieczy, tranzystor T1 przechodzi w stan

przewodzenia, a napięcie diody D5 staje się zbyt małe, aby mogła świecić.

Tranzystor T1 powinien pozostać w stanie zatkania, kiedy elektroda E2 jest zanurzona w cieczy na 1...2 mm. Uzyskano to przez zwiększenie poziomu napięcia sterującego, potrzebnego do wprowadzenia tranzystora T1 w stan przewodzenia. W tym celu zastosowano diody D1 i D2 włączone szeregowo w obwód bazy.

Tranzystor T3 działa podobnie, ale dioda D7 świeci, kiedy tranzystor przewodzi, tzn. kiedy elektroda E3 wynurzy się z cieczy, sygnalizując spadek poziomu cieczy do minimum. Emiter tranzystora T3 znajduje się na potencjale odpowiadającym napięciu przewodzenia diody D7, przez co uzyskuje się poziom napięcia wystawiającego tranzystor T3, podobny jak dla tranzystora T1.

Dioda D6 powinna świecić, kiedy



Rys. 1. Schemat wskaźnika poziomu cieczy

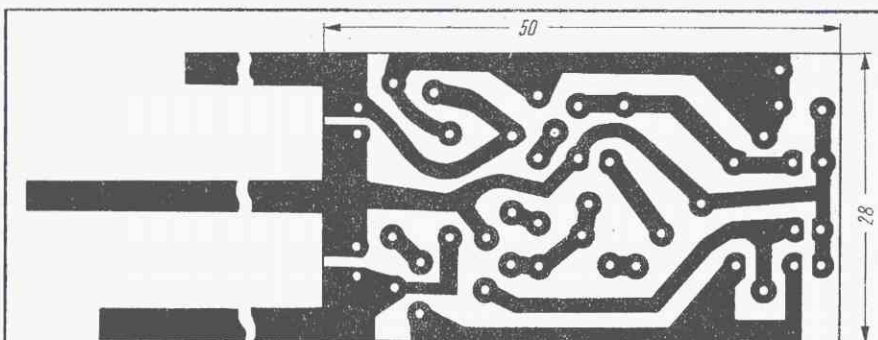
ciecz znajduje się między przyjętym minimalnym i maksymalnym poziomem. Dioda D6 będzie świecić, gdy tranzystor T2 będzie zatkany. Ma to miejsce, kiedy nie świecą diody D5 i D7, a więc kiedy tranzystor T1 przewodzi, a tranzystor T3 jest zatkany.

Identyfikację takiego stanu realizuje bramka LUB, utworzona z rezystora R3 i diody D3 oraz rezystora R8 i diody D4. Kondensatory C1 i C2 stosuje się, jeśli powierzchnia cieczy fałduje, powodując migotanie diod świecących.

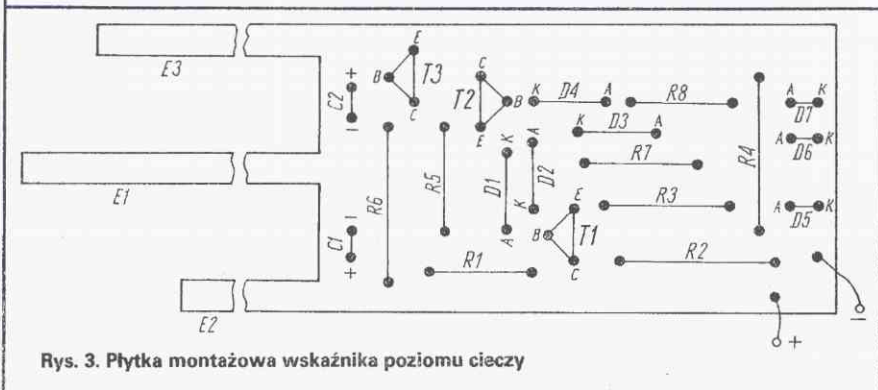
Płyta drukowana do wskaźnika jest przedstawiona na rysunku 2, a sposób montażu – na rysunku 3.

Elektrody czujnikowe może tworzyć folia płytki laminowanej lub można je wykonać z nierdzewnego drutu. Tak wykonane elektrody najlepiej posrebrzyć lub pocynować. W przypadku pomiaru poziomu cieczy chemicznie aktywnej, elektrody powinny być wykonane z materiału kwasoodpornego.

Właściwą długość elektrod czujnikowych należy dobrać doświadczalnie.



Rys. 2. Płyta drukowana wskaźnika poziomu cieczy



Rys. 3. Płyta montażowa wskaźnika poziomu cieczy

Przy wykorzystaniu wskaźnika w samochodzie, np. do kontroli poziomu wody w chłodnicy, zaleca się dołączyć układ do punktu, w którym na-

pięcie występuje tylko przy włączonej stacyjce. Zapobiega to rozładowywaniu akumulatora. Zdzisław Tkaczyk (Opracowano na podstawie „ELO” nr 8/1980)

KSIAŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

TELEWIZJA DLA PRAKTYKÓW – Tadeusz Masewicz. Wyd. 3 zmienione. Str. 445 + 2 wkładki. Cena 200 zł. WKŁ. W-wa 1982 r.

W książce omówiono podstawy działania telewizji czarno-białej i kolorowej, zasady wytwarzania, kodowania i odbioru sygnałów telewizyjnych, przykłady rozwiązań urządzeń zwłaszcza konstrukcji krajowej i ich zastosowania. Podano informacje o obowiązujących standardach związanych z techniką telewizyjną oraz wykaz stacji nadawczych i retransmisyjnych pracujących w Polsce.

Książka jest przeznaczona dla techników i amatorów interesujących się telewizją.

POMIARY W ELEKTROAKUSTYCE – Jerzy Sereda. Wyd. 1. Str. 320 + 1 wkładka. Cena 115 zł. WKŁ. W-wa 1981 r.

Książka ta stanowi pierwszą próbę całościowego i praktycznego potraktowania zagadnień związanych z techniką pomiarów w dziedzinie elektroakustyki. W pracy podano: najistotniejsze informacje teoretyczne i praktyczne wchodzące w zakres miernictwa, przyrządów pomiarowych i przewidywanych obiektów mierzonych; szczegółowy opis metod pomiarów najważniejszych parametrów technicznych, charakteryzujących jakość badanego urządzenia; praktyczne sposoby realizacji pomiarów konkretnych zespołów, wchodzących w skład urządzeń mikserskich, jak również pomiarów urządzeń kompletnych; podstawowe pojęcia i definicje stosowane w akustyce; informacje dotyczące badań właściwości przetworników elektroakustycznych. Książka adresowana jest do techników i inżynierów zajmujących się eksploatacją urządzeń elektroakustycznych.

PRACOWNIA KRÓTKOFALOWCA – Wiktor Chojnacki – SP5QU

Wyd. 1. Str. 389 + 2 wkładki. Cena 120 zł. WKŁ. W-wa 1981 r.

Książka zawiera zbiór wskazówek oraz informacji dotyczących organi-

zacji i wyposażenia pracowni krótkofalarskich. Opisuje zasady projektowania, montażu mechanicznego i elektronicznego, uruchamiania, regulacji i konserwacji urządzeń radiokomunikacji amatorskiej.

O d b i o r c y: początkujący krótkofalowcy, słuchacze kursów krótkofalarskich oraz organizatorzy i instruktorzy zajęć technicznych w klubach krótkofalarskich.

ŁĄCZENIE, STEROWANIE, REGULACJA I WZMACNIANIE – Siegfried Wirsum. Z jęz. niemieckiego przełożyli Marian Kaźmierkowski, Roman Barlik. Wyd. 1, Str. 328. Cena 75 zł. WKŁ. 1982 r.

Książka omawia zastosowanie układów scalonych we wzmacniaczach i przedwzmacniaczach akustycznych i mocy, układach sterowania, przyłączania i regulacji. Przedstawia analogowe i cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Podaje zastosowanie elementów optoelektronicznych oraz wiadomości o układach zasilających. Zawiera przykłady i praktyczne wskazówki konstrukcyjne.

Książka przeznaczona dla radioamatorów.

BADANIA I DIAGNOSTYKA SAMOCHODOWYCH URZĄDZEŃ ELEKTRYCZNYCH – Praca zbiorowa pod kier. Bogdana Kowalskiego. Wyd. 1. Str. 403 + 1 wkładka. Cena 92 zł. WKŁ. W-wa 1981 r.

Książka opisuje badania laboratoryjne i diagnostyczne wyposażenia elektrycznego samochodów: akumulatorów, prądnic, regulatorów napięcia, rozruszników, urządzeń układów zapłonowych, urządzeń oświetleniowych i sygnalizacyjnych, urządzeń kontrolno-pomiarowych, rozdzielczych, pomocniczych i przeciwzakłóceńowych.

O d b i o r c y: personel techniczny stacji obsługi oraz baz remontowych, przedsiębiorstw transportowych, pracownicy działów kontroli i laboratoriów badawczych, słuchacze techników samochodowych, studenci oraz bardziej zaawansowani technicznie użytkownicy samochodów.

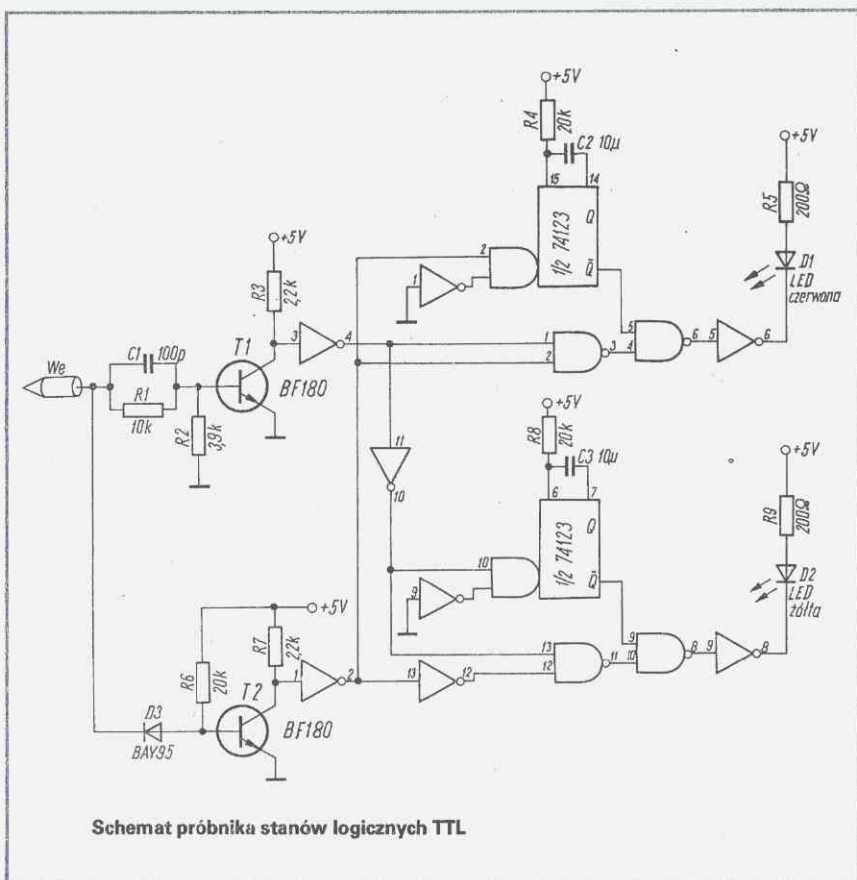
Próbnik stanów logicznych

Pomysły próbników logicznych są znane i były już publikowane w „Radioelektroniku”. Poniżej prezentowany układ można uważać za jeszcze jedno spojrzenie na te same sprawy. Próbnik (schemat na rysunku) jest przeznaczony do wykrywania stanów logicznych w cyfrowych układach TTL. Jest stosowany z powodzeniem od kilku już lat. Jako wskaźników użyto dwie diody LED o różnych kolorach świecenia. Stan logiczny wysoki (H) jest sygnalizowany zaświeceniem się diody D1, natomiast pojawienie się stanu logicznego niskiego (L) powoduje świecenie diody D2.

Dzięki zastosowaniu dwóch przerzutników monostabilnych są także wykrywane krótkie impulsy, których czas trwania jest rozciągany do około 0,1 sekundy. Jeśli próbnik nie jest dołączony do obwodu, nie świeci się żadna dioda. W przypadku podania fali prostokątnej diody świecą się na przemian.

Zastosowano następujące układy cyfrowe: UCY7400N (cztery bramki NAND), SN7414N (sześć inwerterów) oraz układ UCY74123 (dwa przerzutniki monostabilne). Próbnik może być zasilany napięciem +5 V pobieranym z badanego układu.

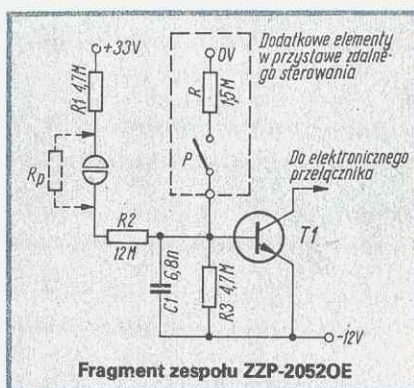
Tadeusz Rydzewski



Zdalne przełączanie kanałów w odbiorniku telewizyjnym

W większości produkowanych współcześnie odbiorników telewizyjnych istnieje możliwość dołączenia przystawki zdalnego sterowania, umożliwiającej regulację siły dźwięku i jasności obrazu oraz wyłączenie odbiornika. Proste układy takich przystawek były kilkakrotnie omawiane w „Radioamatorze i Krótkofalowcu”, m.in. w nrze 5/76.

W odbiornikach krajowych, wyposażonych w zespół programujący głowicę, sterowany przełącznikami sensorowymi, np. NEPTUN 625, możliwe jest wygodne poszerzenie funkcji omawianej przystawki o zdalny wybór jednego z dwóch odbieranych programów. Produkowany w kraju zespół przełączająco-programujący ZPP-20520E został dokładnie opisany w nrze



3/79 „Radioelektronika”. Włączenie jednego z pięciu segmentów zespołu następuje w momencie dotyku, tj. w chwili

zamknięcia rezystancją R_p palca obwodu bazy odpowiedniego tranzystora w układzie scalonym UL1111, wchodzącym w skład zespołu ZPP20520E. Fragment schematu tego zespołu przedstawiono na rysunku.

Proponowana metoda zdalnego przełączania kanałów polega na niezależnym włączeniu tranzystora T1 za pomocą przełącznika niestabilnego P, umieszczonego w przystawce zdalnego sterowania. Przełącznik ten przyłącza bazę tranzystora T1 do masy napięcia 0 V poprzez rezystor R ograniczający prąd. Masa jest dostępna w przewidzianej przez producenta przystawce sterującej. W celu dowolnego przełączania kanałów należy zastosować dwa tego typu przełączniki dołączone do dwóch segmentów zespołu ZPP-20520E.

Andrzej Koźmiński